

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

**Napájecí zdroje indukčního ohřevu**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
Fakulta elektrotechnická  
Akademický rok: 2012/2013

## ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Jan ONDRÁČEK**  
Osobní číslo: **E10B0059K**  
Studijní program: **B2644 Aplikovaná elektrotechnika**  
Studijní obor: **Aplikovaná elektrotechnika**  
Název tématu: **Napájecí zdroje indukčního ohřevu**  
Zadávající 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. Uveďte problematiku indukčního ohřevu a stručně popište příslušnou teorii ve vztahu k napájecím zdrojům indukčních ohřevů.
2. Detailně popište jednotlivé zdroje používané v průběhu vývoje IO.
3. Popište základní průmyslové aplikace IO s ohledem na zdroje používané v příslušných oblastech užití IO.
4. Shrňte výhody a nevýhody uvedených zdrojů, popište výhody moderních zdrojů a perspektivu.



Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího  
Rozsah pracovní zprávy: 20 - 30 stran  
Forma zpracování bakalářské práce: tištěná/elektronická  
Seznam odborné literatury:

1. LANGER E., KOŽENÝ J.: Elektrotepelná zařízení indukční. Plzeň, VŠSE 1982.
2. RADA J., a kolektiv: Elektrotepelná technika. Praha, SNTL, ALFA 1985.

Vedoucí bakalářské práce: Ing. Oldřich Kroupa  
Katedra elektroenergetiky a ekologie

Datum zadání bakalářské práce: 15. října 2012  
Termín odevzdání bakalářské práce: 7. června 2013

  
Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.

děkan



  
Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.

vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2012

**Abstrakt**

Předkládaná bakalářská práce je zaměřena na napájecí zdroje indukčního ohřevu. Zabývá se konkrétními typy napájecích zdrojů v závislosti na kmitočtu a jejich následnou aplikací na konkrétních typech indukčního zařízení. V poslední části je uveden popis vlastností integrovaného obvodu pro řízení měniče.

**Klíčová slova**

Rovinná vlna, hloubka vniku vlny, rezonanční obvod, měnič kmitočtu, průmyslová aplikace indukčního ohřevu, napájecí zdroje indukčního ohřevu.

**Abstract**

This thesis is focused on induction heating power supplies. It deals with specific types of power sources, depending on the frequency and their subsequent application to specific types of induction heating systems. The last section describes the characteristics of the integrated circuit for driving the frequency changer.

**Key words**

Plane wave, penetration depth, resonant circuit, frequency convertor, industry application of induction heating, power supplies of induction heating.

## **Prohlášení**

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, které jsou součástí této bakalářské práce.

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

.....  
podpis

V Plzni dne 6.6.2013

Jméno příjmení

## **Poděkování**

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Oldřichu Kroupovi a prof. Ing. Jiřímu Koženému, CSc. za cenné rady a připomínky při tvorbě práce. Dále pak za psychickou podporu své přítelkyni a rodině.

## Obsah

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK .....	9
ÚVOD .....	10
<b>1 TEORIE INDUKČNÍHO OHŘEVU.....</b>	<b>11</b>
1.1 ZÁKLADNÍ MAXWELLOVY ROVNICE .....	11
1.2 ODVOZENÍ ROVINNÉ VLNY Z VLNOVÝCH ROVNIC .....	12
1.3 ODVOZENÍ HLOUBKY VNIKU NAINDUKOVANÝCH PROUDŮ.....	14
1.3.1 <i>Vliv relativní permeability na hloubku vniku</i> .....	16
1.4 REZONANČNÍ OBVODY .....	17
1.5 VÝPOČET PARALELNÍHO REZONANČNÍHO OBVODU.....	19
1.5.1 <i>Odvození kapacity rezonančního obvodu</i> .....	19
1.5.2 <i>Odvození rezonančního kmitočtu</i> .....	20
1.5.3 <i>Výpočet ekvivalentního odporu rezonančního obvodu</i> .....	20
1.5.4 <i>Vlastnosti pecního obvodu</i> .....	21
<b>2 NAPÁJECÍ ZDROJE INDUKČNÍHO OHŘEVU .....</b>	<b>22</b>
2.1 NÍZKOFREKVENČNÍ NAPÁJENÍ.....	23
2.1.1 <i>Symetizační zařízení v zapojení do trojúhelníka</i> .....	23
2.1.2 <i>Symetizační zařízení v zapojení do hvězdy</i> .....	24
2.2 STŘEDOFREKVENČNÍ NAPÁJENÍ .....	25
2.2.1 <i>Rotační měniče kmitočtu</i> .....	25
2.2.2 <i>Iontové měniče</i> .....	26
2.2.3 <i>Magnetické násobiče kmitočtu</i> .....	27
2.2.4 <i>Tyristorové měniče kmitočtu</i> .....	28
2.2.5 <i>IGBT měnič kmitočtu</i> .....	29
2.3 VYSOKOFREKVENČNÍ NAPÁJENÍ .....	30
2.3.1 <i>Elektronkový generátor</i> .....	30
2.3.2 <i>Měnič kmitočtu s tranzistory MOSFET</i> .....	30
<b>3 PRŮMYSLOVÉ APLIKACE INDUKČNÍHO OHŘEVU .....</b>	<b>31</b>
3.1 INDUKČNÍ TAVÍCÍ KELÍMKOVÁ PEC .....	31
3.2 INDUKČNÍ TAVÍCÍ KANÁLKOVÁ PEC .....	33
3.2.1 <i>Scottovo zapojení</i> .....	34
3.3 INDUKČNÍ OHŘEVY .....	35
3.3.1 <i>Ohřev přířezů a ústříhů</i> .....	35
3.3.2 <i>Průběžný ohřev tyčového materiálu</i> .....	35
3.3.3 <i>Ohřev konců tyčového materiálu</i> .....	36
3.4 POVRCHOVÉ KALENÍ.....	37
3.4.1 <i>Povrchové kalení ozubených kol</i> .....	37
3.5 SVAŘOVÁNÍ TRUBEK.....	38
3.6 INDUKČNÍ PÁJENÍ.....	40
<b>4 VÝHODY A NEVÝHODY MĚNIČŮ KMITOČTU.....</b>	<b>41</b>
4.1 ELEKTROMECHANICKÉ MĚNIČE .....	41
4.2 POLOVODIČOVÉ MĚNIČE .....	41
4.2.1 <i>Řídicí obvod měniče s MOSFET tranzistory</i> .....	42
ZÁVĚR .....	45
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ .....	46



## Seznam symbolů a zkratek

<b>H</b> .....	intenzita magnetického pole [ $A \cdot m^{-1}$ ]
<b>E</b> .....	intenzita elektrického pole [ $V \cdot m^{-1}$ ]
<b>J</b> .....	proudová hustota [ $A \cdot m^{-2}$ ]
$\gamma$ .....	konduktivita [ $S \cdot m^{-1}$ ]
$\rho$ .....	hustota náboje [ $C \cdot m^{-3}$ ]
$\mu_0$ .....	permeabilita vakua [ $H \cdot m^{-1}$ ]
$\mu_r$ .....	relativní permeabilita [–]
$\epsilon_0$ .....	permitivita vakua [ $F \cdot m^{-1}$ ]
$\epsilon_r$ .....	relativní permitivita [–]
<b>C</b> .....	kapacita [F]
<b>k</b> .....	konstanta šíření elektromagnetického vlnění
<b>a</b> .....	hloubka vniku [m]
<b>R</b> .....	rezistivita [ $\Omega$ ]
<b>U</b> .....	napětí [V]
<b>I</b> .....	proud [A]
<b>Q</b> .....	činitel jakosti obvodu [–]
$\omega$ .....	úhlová rychlost [ $rad \cdot s^{-1}$ ]
<b>f</b> .....	frekvence [Hz]
<b>h</b> .....	vzednutí taveniny [m]
$\sigma$ .....	měrná hmotnost vsázky [ $kg \cdot m^{-3}$ ]
<b>P</b> .....	výkon [W]
<b>N</b> .....	počet závitů [–]
<b>d</b> .....	hloubka zakalení [m]
<b>m</b> .....	modul ozubení
<b>D</b> .....	průměr roztečné kružnice [m]
<b>z</b> .....	počet zubů [–]

### Rozlišení veličin

Vektorová veličina je označena tučně fontem Times New Roman například **H**

Fázor vektorové veličiny je označen tučně fontem Arial například **H**

Fázor skalární veličiny je označený pruhem například  $\overline{U_g}$

## Úvod

Předkládaná práce je zaměřena na problematiku indukčního ohřevu a na vývoj napájecích zdrojů s ohledem na jejich průmyslové využití.

Text je rozdělen do čtyř částí, první se zabývá teorií indukčního ohřevu se zaměřením na odvození hloubky vniku z naindukovaných proudů do vsázky a vlastnosti rezonančních obvodů s aplikací na indukční ohřev. Druhá část uvádí typy napájecích zdrojů rozdělených podle jejich vlastností v závislosti na kmitočtu. Třetí část uvádí průmyslové aplikace indukčního ohřevu. Čtvrtá část uvádí shrnutí vlastností typů zdrojů s ohledem na jejich další vývoj a uvedení příkladu řídicího obvodu pro návrh měniče kmitočtu.

# 1 Teorie indukčního ohřevu

Indukční ohřev lze realizovat jen u elektricky vodivých materiálů, které se zahřívají pomocí průchodu naindukovaných vířivých proudů vyvolaných střídavým magnetickým polem skrz materiál s elektrickým odporem. Vsázka je tedy tvořena z elektricky vodivých materiálů a vzniká v ní nejvyšší teplota z celé soustavy prvků, ze kterých je indukční zařízení složeno. [1, str. 135]

## 1.1 Základní Maxwellovy rovnice

Teorie indukčního ohřevu vychází z Maxwellových rovnic (dále jen MR), z nichž se odvozují obecné vlnové rovnice pro šíření elektromagnetického vlnění v prostředí kde  $\epsilon_r$ ,  $\mu_r$  a  $\gamma$  jsou konstantní. [1, str. 135]

- Maxwellovy rovnice

$$1.MR \quad \text{rot } \mathbf{H} = \gamma \mathbf{E} + \epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (1.1.1)$$

$$2.MR \quad \text{rot } \mathbf{E} = -\mu_0 \mu_r \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (1.1.2)$$

$$3.MR \quad \text{div } \epsilon_0 \epsilon_r \mathbf{E} = \rho \quad (1.1.3)$$

$$4.MR \quad \text{div } \mu_0 \mu_r \mathbf{H} = 0 \quad (1.1.4)$$

Permeabilita vakua  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ [H.m}^{-1}\text{]}$

Permitivita vakua  $\epsilon_0 = \frac{1}{\mu_0 c^2} = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ [F.m}^{-1}\text{]}$

Relativní permeabilita  $\mu_r$  feromagnetický látek nabývá hodnot až 150000

$\mathbf{H}$  je vektor intenzity magnetického pole [A.m<sup>-1</sup>]

$\mathbf{E}$  je vektor intenzity elektrického pole [V.m<sup>-1</sup>]

$\gamma$  je konduktivita [S.m<sup>-1</sup>]

$\rho$  je hustota nábojů [C.m<sup>-3</sup>]

## 1.2 Odvození rovinné vlny z vlnových rovnic

Rotací MR (1.1.1) a (1.1.2) získáme obecné rovnice pro šíření elektromagnetického vlnění v prostředí kde  $\varepsilon_r$ ,  $\mu_r$  a  $\gamma$  jsou konstantami. Dostaneme tvar pro magnetickou (1.2.1) a elektrickou (1.2.2) složku vlnění. [1, str. 141]

$$\nabla^2 \mathbf{H} = \gamma \mu_0 \mu_r \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} + \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} \quad (1.2.1)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \gamma \mu_0 \mu_r \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} + \text{grad} \frac{\rho}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} \quad (1.2.2)$$

Volné náboje  $\rho$  pro elektrickou složku elektromagnetického vlnění můžeme zanedbat, tedy  $\rho = 0$ , proto upravíme rovnici (1.2.2) na tvar (1.2.3). [1, str. 142]

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \gamma \mu_0 \mu_r \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (1.2.3)$$

Dále rozlišujeme dvě základní prostředí. V prvním případě a) lze zanedbat vodivost  $\gamma$ , pro elektricky nevodivé prostředí tedy platí  $\gamma = 0$ , přičemž úpravou rovnic (1.2.1) a (1.2.3) získáme rovnice (1.2.4) a (1.2.5). Ve druhém případě b) lze zanedbat člen s relativní permitivitou  $\varepsilon_r$ , tedy pro elektricky vodivé prostředí platí  $\varepsilon_r = 0$  a se stejnou úpravou rovnic (1.2.1) a (1.2.3) získáme rovnice (1.2.6) a (1.2.7). [1, str. 142]

a) Nevodivé prostředí

$$\nabla^2 \mathbf{H} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} \quad (1.2.4)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (1.2.5)$$

b) Vodivé prostředí

$$\nabla^2 \mathbf{H} = \gamma \mu_0 \mu_r \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (1.2.6)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \gamma \mu_0 \mu_r \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (1.2.7)$$

„U harmonického průběhu  $\mathbf{H}$  a  $\mathbf{E}$  můžeme časovou změnu s výhodou vyjádřit jako rotující fázor v komplexní rovině.“ Z prostorových časových vektorů  $\mathbf{H}$  a  $\mathbf{E}$  zůstanou jen fázory (1.2.8) a (1.2.9) v komplexní rovině, které vyjadřují pouze jejich časovou proměnnost. [1, str. 143]

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_m e^{j\omega t} \quad (1.2.8)$$

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_m e^{j\omega t} \quad (1.2.9)$$

V Rovnicích (1.2.4–1.2.7) se nachází první a druhé derivace, proto derivujeme rovnice (1.2.10–1.2.13). [1, str. 143]

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = j\omega \mathbf{E} \quad (1.2.10)$$

$$\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = j\omega \mathbf{H} \quad (1.2.11)$$

$$\frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = -\omega^2 \mathbf{E} \quad (1.2.12)$$

$$\frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} = -\omega^2 \mathbf{H} \quad (1.2.13)$$

Zderivované rovnice (1.2.10–1.2.13) dosadíme zpět do rovnic (1.2.4–1.2.7). Rovnice získají tvar pro nevodivé (1.2.14), (1.2.15) a vodivé (1.2.16), (1.2.17) prostředí. [1, str. 144]

- Nevodivé prostředí

$$\nabla^2 \mathbf{H} = -\omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \mathbf{H} \quad (1.2.14)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} = -\omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \mathbf{E} \quad (1.2.15)$$

- Vodivé prostředí

$$\nabla^2 \mathbf{H} = j\omega \gamma \mu_0 \mu_r \mathbf{H} \quad (1.2.16)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} = j\omega \gamma \mu_0 \mu_r \mathbf{E} \quad (1.2.17)$$

Pro zjednodušení se uvažují  $\mathbf{H}$  a  $\mathbf{E}$  jako jednorozměrné, zanedbáme souřadnice  $y$ ,  $z$  a upravíme vztahy pro pravoúhlé kartézské souřadnice (1.2.18) a (1.2.19). „ $\mathbf{H}$  a  $\mathbf{E}$  jsou konstantní v každém bodě roviny kolmé na osu  $x$ , určené souřadnicí  $x$ .“ Tímto vznikne tvar pro rovinnou vlnu pro nevodivé (1.2.20), (1.2.21) a vodivé prostředí (1.2.22), (1.2.23). [1, str. 144]

$$\nabla^2 \mathbf{H} = \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial z^2} \quad \text{kde} \quad \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial y^2} = \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial z^2} = 0 \quad (1.2.18)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial z^2} \quad \text{kde} \quad \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial y^2} = \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial z^2} = 0 \quad (1.2.19)$$

- Nevodivé prostředí

$$\frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial x^2} = -\omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \mathbf{H} \quad (1.2.20)$$

$$\frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial x^2} = -\omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r \mathbf{E} \quad (1.2.21)$$

- Vodivé prostředí

$$\frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial x^2} = j\omega\gamma\mu_0\mu_r \mathbf{H} \quad (1.2.22)$$

$$\frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial x^2} = j\omega\gamma\mu_0\mu_r \mathbf{E} \quad (1.2.23)$$

Konstanta šíření elektromagnetického vlnění  $k$  (1.2.24) má tvar  $k = \alpha - j\beta$ . Kde  $\alpha$  udává fázové natočení vlny a  $\beta$  udává měrný útlum vlny. Dosazením konstanty  $k$  do rovnic pro nevodivé (1.2.20) a (1.2.21) a pro vodivé (1.2.22) a (1.2.23) prostředí, vznikne tvar rovnic (1.2.25) a (1.2.26). [1, str. 145]

$$k = \alpha - j\beta \Rightarrow k^2 = \omega^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r - j\omega\gamma\mu_0\mu_r \quad (1.2.24)$$

$$\nabla^2 \mathbf{H} + k^2 \mathbf{H} = 0 \quad (1.2.25)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} = 0 \quad (1.2.26)$$

### 1.3 Odvození hloubky vniku naindukovaných proudů

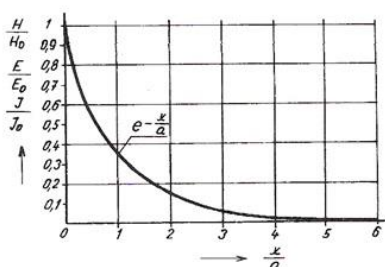
Rovnici (1.2.22) lze vyjádřit také matematickým způsobem ve tvaru  $\mathbf{H} = \mathbf{A}e^{\lambda_1 x} + \mathbf{B}e^{\lambda_2 x}$ , kde  $\mathbf{A}$  a  $\mathbf{B}$  jsou integrační konstanty. Rozložením  $\lambda^2 = j\omega\gamma\mu_0\mu_r$  získáme tvar (1.3.1). Dále platí  $j = e^{j\pi/2}$ , proto jej upravíme na vztah (1.3.2), který po vypočtení dosadíme zpět do vztahu (1.3.1). Poté odvodíme vztah pro hloubku vniku  $a$  (1.3.3). [1, str. 145]

$$\lambda_{1,2} = \pm \sqrt{j} \sqrt{\omega\gamma\mu_0\mu_r} \quad (1.3.1)$$

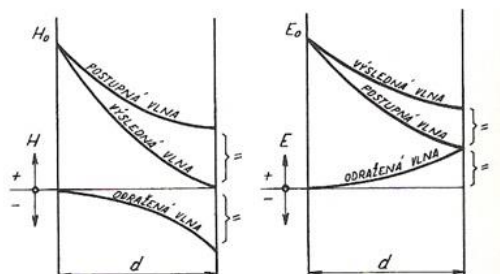
$$j = e^{j\pi/4} = \cos \frac{\pi}{4} + j \sin \frac{\pi}{4} = \frac{1}{\sqrt{2}} + j \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1+j}{\sqrt{2}} \quad (1.3.2)$$

$$\lambda_{1,2} = \pm(1+j)\sqrt{\frac{\omega\gamma\mu_0\mu_r}{2}} = \pm\frac{1+j}{a} \Rightarrow a = \sqrt{\frac{2}{\omega\gamma\mu_0\mu_r}} \text{ [m]} \quad (1.3.3)$$

Průběh hloubky vniku se nejlépe znázorní graficky (Obr. 1.1) na stěně velké tloušťky, jehož poměrné hodnoty jsou bezrozměrné. Útlum ve stěně velké tloušťky je dán funkcí  $e^{-\frac{x}{a}}$ . V hloubce  $x = 6,28a$  dojde k utlumení na hodnotu  $e^{-6,28} = 0,187\%$  původních velikostí amplitud **H**, **E**, **J** dopadajících na povrch tělesa. Pokud je stěna příliš tenká dojde k odražení vln **H**, **E** a jejich následnému součtu (Obr. 1.2). [1, str. 151, 164]



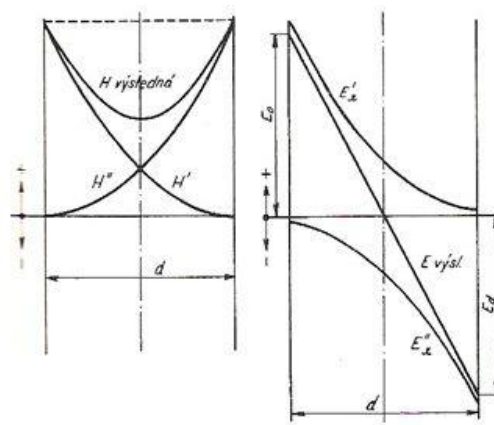
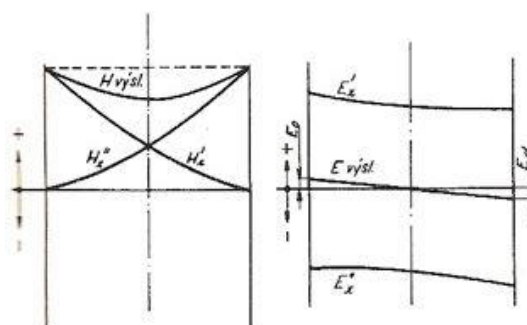
Obr. 1.1 Amplitudové průběhy **H**, **E**, **J** ve stěně velké tloušťky [1, str. 150]



Obr. 1.2 Průběhy vln **H**, **E** ve stěně malé tloušťky [1, str. 164]

Odvozením z funkce  $\varphi\left(\frac{2d}{a}\right)$  je dáno, kolikanásobně je větší odpor stěny malé tloušťky než odpor stěny velké tloušťky ( $d > 3a$ ). Minimální odpor stěny malé tloušťky dán vztahem  $d = \frac{\pi}{2}a$ . [1, str. 164]

V praxi se nejčastěji setkáme s ohřevem realizovaným z obou stran, respektive s ohřevem materiálu, který se nachází uvnitř induktoru. Výsledné průběhy **H** a **E** ve zjednodušeném plošném grafu mají následující charakter pro průzařnou (Obr. 1.3) a neprůzařnou stěnu (Obr. 1.4). [1, str. 171]

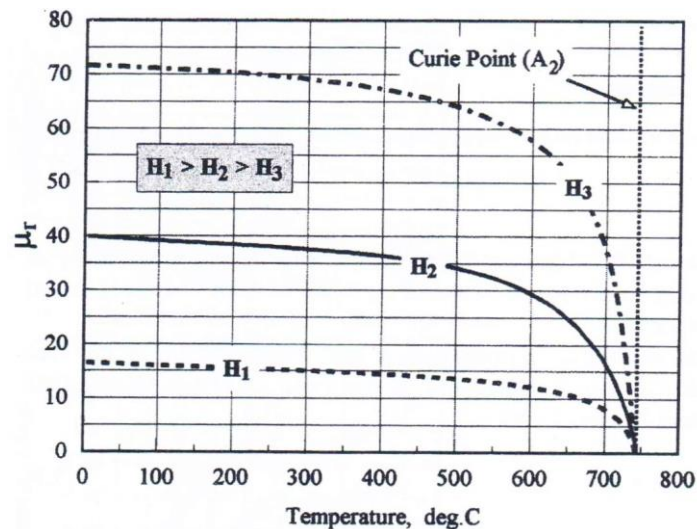
Obr. 1.3 Průběhy vln **H**, **E** v neprůzařném materiálu [2, str. 171]Obr. 1.4 Průběhy vln **H**, **E** v průzařném materiálu [2, str. 171]

Z definice hloubky vniku (1.3.3) je dobré si uvědomit, za jakých podmínek se zvolí vhodný kmitočet pro ohřev daného materiálu. Při použití velmi nízké frekvence se materiál stane průzařným a tím se prodlouží délka ohřevu a sníží energetická účinnost procesu. Naopak při použití velmi vysoké frekvence dojde k ohřevu pouze na povrchu, a tak rychlost rozvodu tepla je dána pouze tepelnou vodivostí ohřívaného materiálu. [1, str. 234]

### 1.3.1 Vliv relativní permeability na hloubku vniku

Při použití indukčního ohřevu u oceli dochází ke změně permeability  $\mu_r$ , tento jev nastává při teplotách vyšších než  $750^\circ\text{C}$ , kdy je permeabilita oceli i ostatních feromagnetických materiálů přibližně rovna jedné. Ocel má tedy stejné vlastnosti jako nemagnetické materiály. To má zásadní vliv na průběh ohřevu k vyšším teplotám jdoucích nad  $750^\circ\text{C}$ . Závislost intenzity magnetického pole a teploty na relativní permeabilitě je uvedena na (Obr. 1.5). Z hlediska ohřevu oceli má dosažení Curieho bodu, tedy teplot nad  $750^\circ\text{C}$  za následek zvýšení průzařnosti ohřívaného materiálu a tím dojde ke snížení účinnosti procesu a tedy k nárůstu doby ohřevu. Aby se zamezilo průzařnosti materiálu, je nutné zvýšit frekvenci proudu induktoru. Tím se zajistí menší průzařnost materiálu, zvýší se účinnost a sníží potřebný čas procesu ohřevu. [1, str. 217]





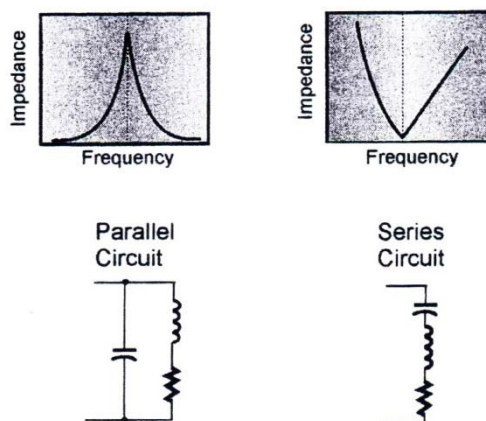
Obr. 1.5 Závislost intenzity magnetického pole a teploty na relativní permeabilitě [3, str. 106]

#### 1.4 Rezonanční obvody

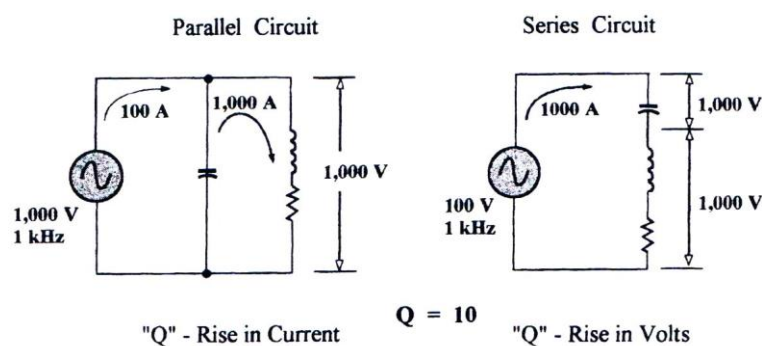
Součástí obvodu indukčního ohřevu je cívka. Samotná cívka zapojená ke zdroji střídavého napětí má čistě induktivní charakter jalové složky příkonu. Odstranění jalového příkonu se provádí připojením kondenzátoru  $C$  do obvodu. Vyladění pecního obvodu se provádí tak, aby se obvod choval pouze jako činný odpor  $R_z$ , tímto zapojením se vylepšuje účinnost na hodnotu  $\cos\varphi \doteq 1$ . [2, str. 125]

V praxi se využívá dvou typů rezonančních obvodů (Obr. 1.6). Prvním z nich je sériový rezonanční obvod. Pokud je tento obvod napájen kmitočtem blízkým kmitočtu rezonančnímu, velikost impedance obvodu klesá. Činitel jakosti  $Q$  (Obr. 1.7) pak udává poměrovou hodnotu napětí na rezonančním obvodu oproti napětí zdroje  $\bar{U}_g$ . [2, str. 125]

Druhým typem je paralelní rezonanční obvod. U tohoto obvodu dochází k nárůstu impedance, pokud se kmitočet zdroje blíží k rezonančnímu kmitočtu. Činitelem jakosti  $Q$  dle (Obr. 1.7) udává poměrnou hodnotu proudu rezonančního obvodu proti proudu zdroje  $\bar{I}_g$ . [2, str. 125, 3, str. 652–657]

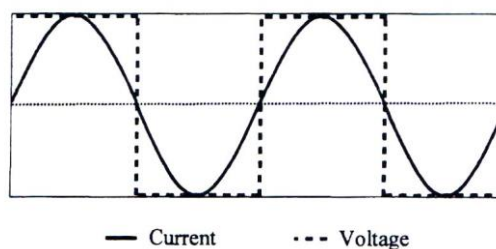


Obr. 1.6 Impedanční závislosti paralelního a sériového rezonančního obvodu [3, str. 656]

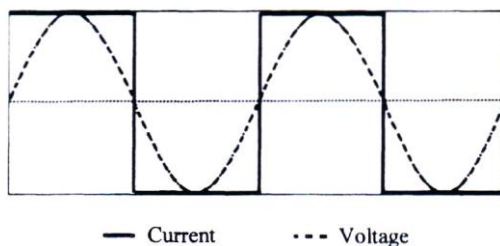


Obr. 1.7 Činitel jakosti paralelního a sériového rezonančního obvodu [3, str. 657]

Použití sériového či paralelního obvodu se odvíjí od typu zdroje, kterým je obvod napájen. Za předpokladu použití polovodičového měniče, lze uvažovat se dvěma druhy a to s proudovým, nebo napětovým meziobvodem. Proudový meziobvod využívá měnič tyristorový (kapitola 2.2.4). Napětový meziobvod využívá měnič s tranzistorem IGBT (kapitola 2.2.5) a MOSFET (kapitola 2.3.2). Těmito zapojením odpovídají průběhy napětí a proudu na sériovém rezonančním obvodu s napětovým meziobvodem dle (Obr. 1.8) a průběhy na paralelním rezonančním obvodu s proudovým meziobvodem dle (Obr. 1.9). [3, str. 639–648]

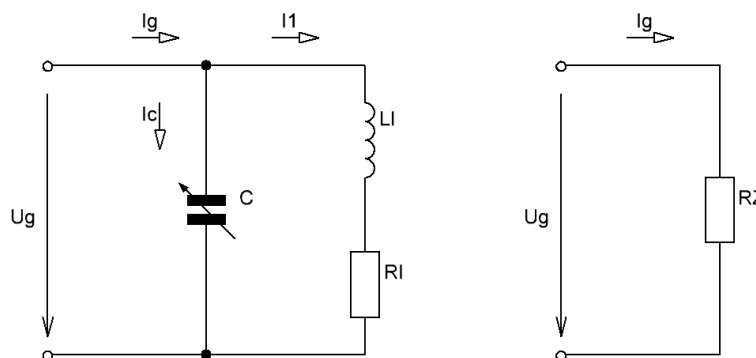


Obr. 1.8 Průběhy napětí a proudu sériového rezonančního obvodu s napětovým meziobvodem [3, str. 693]



Obr. 1.9 Průběhy napětí a proudu paralelního rezonančního obvodu s proudovým meziobvodem [3, str. 694]

## 1.5 Výpočet paralelního rezonančního obvodu



Obr. 1.10 Schéma a náhradní schéma vyladěného rezonančního obvodu [2, str. 125]

### 1.5.1 Odvození kapacity rezonančního obvodu

Kapacita  $C$  na Obr. 1.10 se nastaví na hodnotu tak, aby obvod byl vyladěný na přiváděný kmitočet napětí  $\overline{U}_g$ . Pokud je obvod vyladěný, odebírá pouze činný výkon, tedy proud  $\overline{I}_g$  má pouze činnou složku. V obvodu je proud  $\overline{I}_g$  dělen do větví na proudy  $\overline{I}_c$  a  $\overline{I}_1$ . Pro proudy platí vztah (1.4.1). [2, str. 40]

$$\overline{I}_g = \overline{I}_1 + \overline{I}_c = \frac{\overline{U}_g}{R_1 + j\omega L_1} + j\omega C \cdot \overline{U}_g = \frac{\overline{U}_g + j\omega C \cdot \overline{U}_g (R_1 + j\omega L_1)}{R_1 + j\omega L_1} = \frac{\overline{U}_g}{R_1^2 + \omega^2 L_1^2} (R_1 - j\omega L_1) + j\omega C \cdot (R_1^2 + \omega^2 L_1^2) = \frac{\overline{U}_g}{R_1^2 + (\omega L_1)^2} \cdot R_1 + j \frac{\overline{U}_g}{R_1^2 + (\omega L_1)^2} \cdot (\omega C R_1^2 + \omega C \omega^2 L_1^2 - j\omega L_1) = \overline{I}_{gr} + j\overline{I}_{gi} [\text{A}] \quad (1.4.1)$$

Pokud dojde k rozladění obvodu, pak má proud  $\overline{I}_g$  kromě činné složky  $\overline{I}_{gr}$  i složku jalovou  $j\overline{I}_{gi}$ . Kapacita kondenzátoru  $C$  vychází z podmínky, kdy jalová složka proudu  $j\overline{I}_{gi} = 0$ . Z upraveného vztahu (1.4.1) se odvodí kapacita  $C$  vztahem (1.4.2). Pro zjednodušení zanedbáme ztráty obvodu za podmínky, je-li odpor induktoru  $R_1 \ll (\omega_r L_1)$  a činitel jakosti obvodu  $Q_1 \gg 1$ , dojde ke zjednodušení na vztah (1.4.3). [2, str. 40, 41]

$$C = \frac{L_I}{R_I^2 + (\omega_r L_I)^2} = \frac{L_I}{\omega_r^2 L_I^2 \left( \frac{R_I^2}{\omega_r^2 L_I^2} + 1 \right)} = \frac{1}{\omega_r^2 L_I} \cdot \frac{Q_I^2}{Q_I^2 + 1} \quad [\text{F}] \quad (1.4.2)$$

$$C = \frac{1}{\omega_r^2 L_I} \quad [\text{F}] \quad (1.4.3)$$

Ze vztahu (1.4.2) je viditelná závislost kapacity  $C$  na odporu  $R_I$ , nebo na jakosti  $Q_I$ . Kapacita  $C$  se pro vyladění zmenšuje nárůstem činného odporu  $R_I$ . Pokud se hodnota odporu  $R_I$  blíží nule, kapacita  $C$  dosáhne své maximální hodnoty. [2, str. 41]

### 1.5.2 Odvození rezonančního kmitočtu

Rezonanční kmitočet  $\omega_r$  (1.4.4) si úpravou odvodíme ze vztahu (1.4.2) pomocí prvků  $R_I$ ,  $L_I$  a  $C$  dle Obr. 1.10. Vlastní rezonanční kmitočet  $\omega_r$  se zmenšuje v závislosti na růstu  $R_I$ . Pokud zanedbáme  $R_I^2$  proti  $\omega_r^2 L_I^2$ , získáme Thomsonův vzorec  $\omega'_r$  pro bezztrátový rezonanční obvod (1.4.5). [2, str. 41]

$$\omega_r^2 = \frac{1}{L_I C} - \frac{R_I^2}{L_I^2} = \frac{1}{L_I C} - \frac{\omega_r^2 R_I^2}{\omega_r^2 L_I^2} = \frac{1}{L_I C} - \frac{\omega_r^2}{Q_I^2} \quad (1.4.4)$$

$$\omega'_r = \frac{1}{\sqrt{L_I C}} \quad [\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}] \quad (1.4.5)$$

Při zpětném dosazení Thomsonova vzorce  $\omega'_r$  (1.4.5) do vzorce pro vlastní rezonanční kmitočet  $\omega_r$  (1.4.4) se určí poměr mezi oběma kmitočty (1.4.6). Z nichž reálný obvod s odporem  $R_I \neq 0$  má nižší rezonanční kmitočet než bezztrátový rezonanční obvod  $R_I = 0$ . [2, str. 41]

$$\omega_r^2 = \omega'^2_r - \frac{\omega_r^2}{Q_I^2} \Rightarrow \omega'^2_r = \omega_r^2 + \frac{\omega_r^2}{Q_I^2} = \omega_r^2 \frac{Q_I^2 + 1}{Q_I^2} \Rightarrow \omega_r = \omega'_r \frac{Q_I}{\sqrt{Q_I^2 + 1}} [\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}] \quad (1.4.6)$$

### 1.5.3 Výpočet ekvivalentního odporu rezonančního obvodu

Za předpokladu, že obvod dle (Obr. 1.10) je v rezonanci pro daný kmitočet. Tento obvod odeberá ze zdroje pouze činný výkon a tedy proud má pouze činnou složku  $\overline{I_{gr}}$ , tím dojde ke zjednodušení vztahu (1.4.1) na tvar (1.4.7). Aplikací Ohmova zákona vyjádříme rezonanční obvod jako činný odpor  $R_z$  vztahem (1.4.8). Za podmínky je-li odpor induktoru  $R_I \ll (\omega_r L_I)$  a činitel jakosti obvodu  $Q_I \gg 1$  se vztah  $R_z$  (1.4.8) zjednoduší (1.4.9). Spojením tvarů (1.4.3) a (1.4.9) se vyjádří alternativní výraz pro  $R_z$  (1.4.10). [2, str. 41]

$$\bar{I}_g = \bar{I}_{gr} = \frac{\bar{U}_g}{R_I^2 + (\omega L_I)^2} \cdot R_I \quad [\text{A}] \quad (1.4.7)$$

$$R_Z = \frac{\bar{U}_g}{I_{gr}} = \frac{R_I^2 + (\omega L_I)^2}{R_I} = R_I(1 + Q_I^2) \quad [\Omega] \quad (1.4.8)$$

$$R_Z = \frac{(\omega L_I)^2}{R_I} = R_I Q_I^2 = \omega L_I Q_I \quad [\Omega] \quad (1.4.9)$$

$$\omega_r^2 = \frac{1}{CL_I} = \frac{R_Z R_I}{L_I^2} \Rightarrow R_Z = \frac{L_I}{CR_I} \quad [\Omega] \quad (1.4.10)$$

#### 1.5.4 Vlastnosti pecního obvodu

U paralelního rezonančního obvodu je nutné dbát na vztah mezi proudem zdroje  $\bar{I}_g$  (1.4.11), proudem v induktoru  $\bar{I}_1$  (1.4.12) a proudem v kondenzátorové baterii  $\bar{I}_c$  (1.4.13). Pro tyto proudy platí vztah (1.4.14). U tavicích pecí je činitel jakosti  $Q_I \approx 12$ , tedy proud  $\bar{I}_1$  pecní cívky je  $Q_I$ -krát větší nežli proud zdroje  $\bar{I}_g$  a je téměř roven proudu  $\bar{I}_c$ . Hodnoty proudů  $\bar{I}_1$  a  $\bar{I}_c$  v oscilujícím obvodu jsou poměrně velké. U pecního obvodu napájené rotačním generátorem o výkonu  $P_g = 500 \text{ kW}$  s výstupním napětím  $U_g = 1000 \text{ V}$  je proud zdroje při rezonanci  $I_g = 500 \text{ A}$ . Při činiteli jakosti  $Q_I = 12$  jsou proudy  $\bar{I}_1 \doteq \bar{I}_c = 6000 \text{ A}$ . Pro takovéto proudy se v rezonančním obvodu používá pásové vedení. [2, str. 41,42]

$$\bar{I}_g = \bar{I}_{gr} = \frac{\bar{U}_g}{R_I^2 + (\omega L_I)^2} \cdot R_I = \frac{\bar{U}_g}{R_I + j\omega L_I} \cdot \frac{R_I}{R_I - j\omega L_I} = \bar{I}_1 \frac{1 + jQ_I}{1 + Q_I^2} \quad [\text{A}] \quad (1.4.11)$$

$$|\bar{I}_g| = |\bar{I}_{gr}| = I_1 \frac{\sqrt{(1 + Q_I^2)}}{1 + Q_I^2} = \frac{I_1}{\sqrt{(1 + Q_I^2)}} \quad [\text{A}] \quad (1.4.12)$$

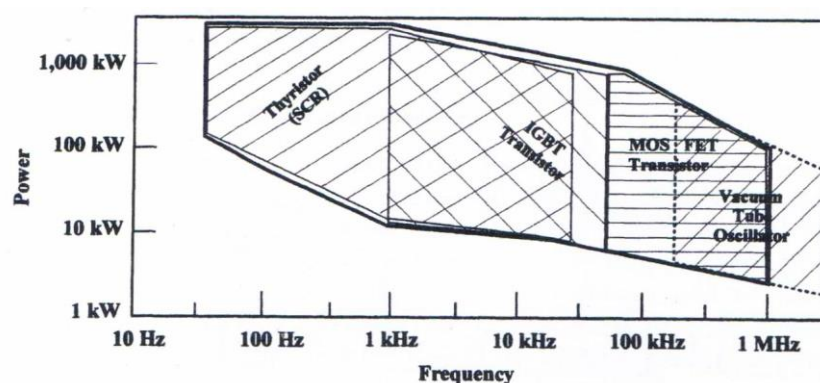
$$\bar{I}_c = \bar{I}_g - \bar{I}_1 = \frac{\bar{U}_g}{R_I + j\omega L_I} \cdot \frac{R_I}{R_I - j\omega L_I} - \frac{\bar{U}_g}{R_I + j\omega L_I} = \bar{I}_1 \left( \frac{R_I}{R_I - j\omega L_I} - 1 \right) = \bar{I}_1 Q_I \frac{(-Q_I + j1)}{1 + Q_I^2} [\text{A}] \quad (1.4.13)$$

$$|\bar{I}_c| = I_1 \frac{Q_I}{\sqrt{(1 + Q_I^2)}} \approx I_1 \quad [\text{A}] \quad (1.4.14)$$

## 2 Napájecí zdroje indukčního ohřevu

Volba typu napájecího zdroje pro danou aplikaci je závislá na objemu, druhu zahřívání kovu, rychlosti ohřevu a efektivitě procesu. Vsázka malé plochy může vyžadovat výkon řádově kolem 2kW, zatímco u ohřevu pohybuje se ocelových pásů na vysoké teploty jdoucí ke Curieho bodu se vyžaduje výkon až několik megawatt. Je tedy nezbytně nutné pro napájení obvodu indukčního ohřevu dostatečně dimenzovat napájecí zdroj. [3, str. 635]

Na (Obr. 2.1) jsou znázorněny různé kombinace typů napájecích zdrojů v závislosti výkonu napájecího zdroje na frekvenci. Je zřejmé, že typy zdrojů se navzájem překrývají, proto je tedy možné pro danou aplikaci použít více typů zdrojů. [3, str. 635]



Obr. 2.1 Použití výkonových polovodičů pro indukční ohřev [3, str. 635]

Nejvyššího kmitočtu ze všech napájecích zdrojů dosahuje elektronkový generátor [kapitola 2.3.1]. Ovšem spolehlivost takového napájecího zdroje je dána životností elektronek, která je v rozsahu od dvou do čtyř tisíc hodin. Proto se dnes hojně využívá tranzistorových měničů MOSFET (kapitola 2.3.2), které dosahují obdobně vysokých kmitočtů, kde jejich hlavní předností je spolehlivost a nižší cena. Tyto polovodiče podléhají neustálému vývoji vedoucímu ke zdokonalování jejich parametrů. [3, str. 635]

Pecní obvod na (Obr. 1.10) je brán jako jednofázová zátěž. Proto jej lze připojit přímo na síť za předpokladu rovnoměrného zatížení sítě s použitím symetrizačního zařízení (kapitola 2.1). Při využití obvodu ke kalení je třeba na základě hloubky vniku (kapitola 1.3) použít napájecí zdroj vysokofrekvenční (kapitola 2.3).

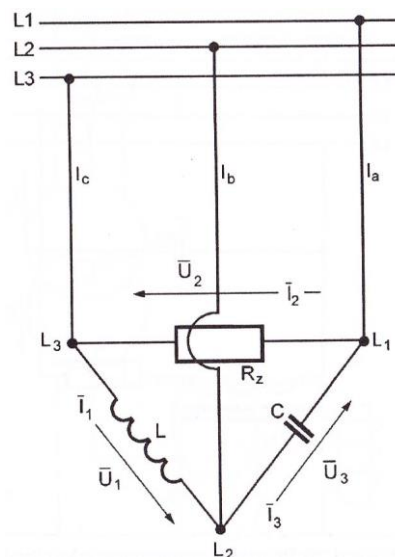
## 2.1 Nízkofrekvenční napájení

### 2.1.1 Symetrizační zařízení v zapojení do trojúhelníka

Symetrizace je založena na fázovém posuvu proudu, kterého se dosáhne pomocí zapojení příslušně velké indukčnosti a kapacity mezi vyladěný rezonanční obvod a trojfázovou síť. Pro výpočet symetrizačního zařízení zapojeného do trojúhelníka podle (Obr. 2.2) se proudy ve fázích odvodí s použitím prvního Kirchhoffova zákona, kde větvové proudy vyjádříme z podílu sdružených napětí a reaktancí  $XL$  a  $XC$ . Výsledkem jsou vztahy pro výpočet kapacity  $C$  (2.1.1) a indukčnosti  $L$  (2.1.2). [2, str. 126]

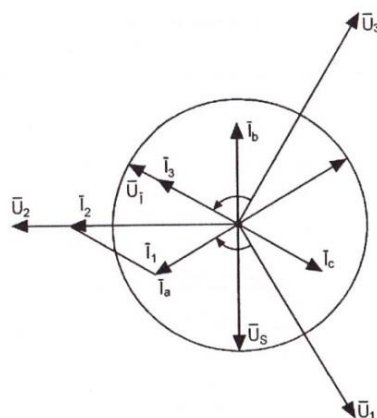
$$C = \frac{1}{\sqrt{3}\omega R_z} \quad (2.1.1)$$

$$L = \frac{\sqrt{3}R_z}{\omega} \quad (2.1.2)$$



Obr. 2.2 Schéma symetrizačního zařízení zapojení do trojúhelníka [4, str. 142]

Z daného schématu odvodíme fázorový diagram na (Obr. 2.3), který znázorňuje fázové proudy  $\bar{I}_a, \bar{I}_b, \bar{I}_c$ , sdružená napětí  $\bar{U}_1, \bar{U}_2, \bar{U}_3$  a jejich větvové proudy  $\bar{I}_1, \bar{I}_2, \bar{I}_3$ . [2, str. 125]



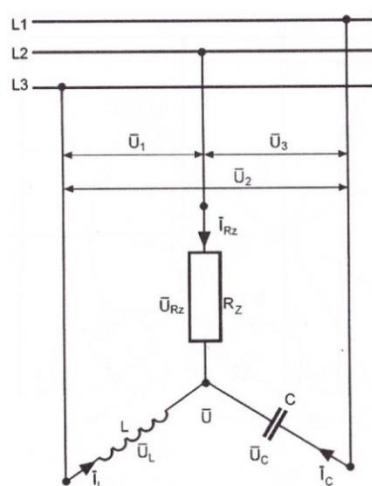
Obr. 2.3 Fázorový diagram symetrizačního zařízení zapojeného do trojúhelníka [4, str. 142]

### 2.1.2 Symetrizační zařízení v zapojení do hvězdy

Obdobným odvozením jako v případě zapojení do trojúhelníka (kapitola 2.1.1), kde je odvozena indukčnost  $L$  a kapacita  $C$  dospějeme k výsledku, že na vyladěném rezonančním obvodu  $R_Z$  dle schématu na (Obr. 2.4) je hodnota napětí  $U_{R_Z}$  třikrát vyšší. To má za následek, že hodnota symetrizačního prvku indukčnosti  $L$  (2.1.4) je třikrát menší a hodnota kapacity  $C$  (2.1.3) je třikrát větší, nežli při zapojení do trojúhelníka dle (Obr. 2.2). [2, str. 128]

$$C = \frac{\sqrt{3}}{\omega R_Z} \quad (2.1.3)$$

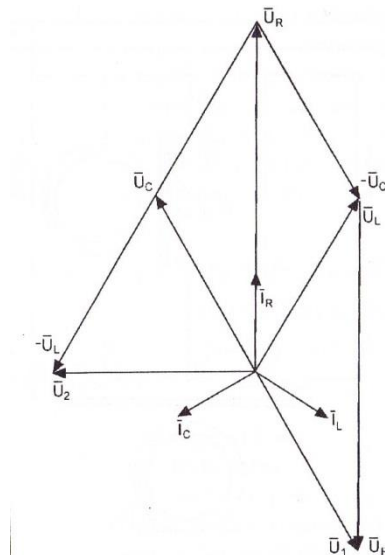
$$L = \frac{R_Z}{\sqrt{3}\omega} \quad (2.1.4)$$



Obr. 2.4 Schéma symetrizačního zařízení zapojení do hvězdy [4, str. 143]

K danému schématu odvodíme příslušný fázorový diagram na (Obr. 2.5), kde je znázorněna ona hodnota napětí  $U_R$ , která je trojnásobně vyšší, nežli hodnota fázových napětí. [2, str. 128]





Obr. 2.5 Fázorový diagram symetrizačního zařízení zapojeného do hvězdy [4, str. 143]

## 2.2 Středofrekvenční napájení

### 2.2.1 Rotační měniče kmitočtu

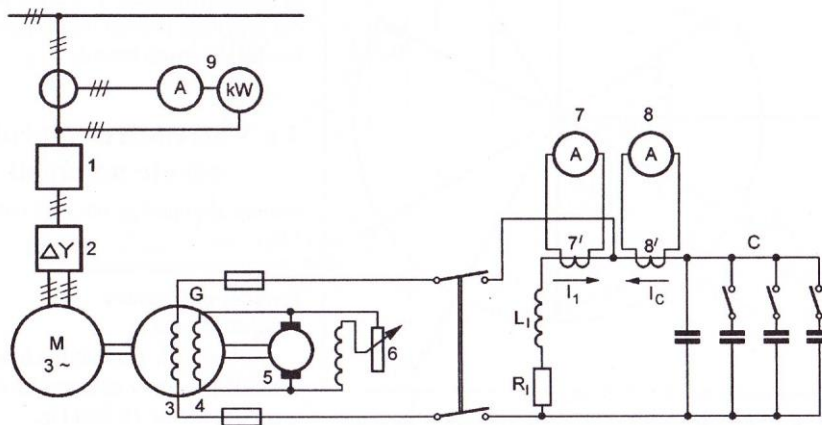
Pro napájení indukčních tavicích pecí se v rotačním generátoru generuje proud vyšší frekvence, nežli je frekvence sítě. Pracovní rozsah kmitočtu je v rozmezí od 500Hz do 10kHz. Schéma indukčního zařízení s rotačním měničem kmitočtu je uvedeno na Obr. 2.6. [2, str. 130–131]

Ve statoru generátoru 3 se nachází dva druhy drážek. V malých drážkách je uloženo pracovní vinutí, jehož cívky jsou navinuty z lanek. Jednotlivá lanka se skládají z izolovaných měděných vodičů tak, aby se potlačil vliv skin efektu při vyšších pracovních frekvencích. Ve větších drážkách je uloženo budící vinutí 4 napájené stejnosměrným proudem. Budící vinutí je tvořeno dvěma, čtyřmi nebo šesti póly. [2, str. 130–131]

Rotor generátoru nemá vinutí a skládá se ze dvou částí. Vnitřní je zhotovena z ocelového masivu a vnější část tvoří věnec z tenkých dynamových plechů s drážkami. Takovýto typ generátoru se nazývá heteropolární, jehož hlavním znakem jsou na statoru střídavě umístěné severní a jižní póly budícího vinutí. [2, str. 130–131]

Celek (Obr. 2.6) generátoru je spojen hřídelí k třífázovému asynchronnímu motoru. Asynchronní motor se nejčastěji používá s kotvou nakrátko či kotvou kroužkovou. V daném celku chybí nejdůležitější část, kterou je prvek pro buzení generátoru. V dřívějších dobách bylo buzení řešeno rotačním budičem 5 na téže hřídeli. Avšak s vývojem polovodičových součástek se přešlo na usměrňovače z diod zapojených do můstku. [2, str. 130–131]

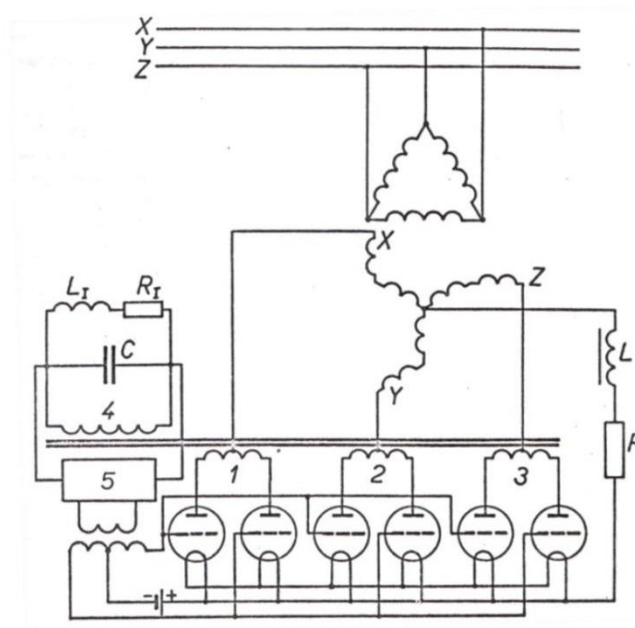
Účinnost celého soustrojí byla ovšem na dnešní poměry nedostatečná, poněvadž každá část celku pracuje s určitou účinností. Například generátor pracující při kmitočtu 500Hz vykazuje účinnost 90%, ovšem při přechodu na vyšší kmitočet se účinnost snižuje tak, že při generovaném kmitočtu 10kHz je účinnost pouze 70% v důsledku ztrát v železe, které narůstají s kvadrátem kmitočtu. Dále je nutno tuto účinnost vynásobit účinností asynchronního motoru a odečíst téměř již zanedbatelné ztráty usměrňovače oproti rotačním strojům. Výsledná účinnost soustrojí o výkonu 300kW a frekvenci 1kHz je asi 85% při plném zatížení. [2, str. 130–131]



Obr. 2.6 Schéma rotačního měniče kmitočtu [4, str. 146]

### 2.2.2 Iontové měniče

Iontové měniče kmitočtu byly založeny na principu řízeného usměrňovače se zpětnou vazbou z rezonančního obvodu. Celý obvod na (Obr. 2.7) byly napájeny třífázovým transformátorem, jehož primární vinutí je zapojené do trojúhelníka a sekundární do lomené hvězdy. Zapojením sekundárního vinutí do lomené hvězdy se získá rovnoměrnějšího zatížení na stranu sítě. Výstupy z transformátoru jsou přivedeny středy vinutí 1, 2, 3, jehož konce jsou vyvedeny na dvojici tyatronů. Průchod proudu zajišťuje vždy pouze jeden z tyatronů. Proud vede pouze ten, který má kladné napětí na mřížce a druhý je uzavřen. Po uplynutí jedné třetiny periody začnou pracovat oba tyatrony. O jejich ovládání se stará elektronické zapalování, které mění střídavě polaritu mřížek na obou tyatronech během jednoho pulzu fáze. Pracovní kmitočet je nastaven pomocí obvodu zpětné vazby 5 a je dán kmitočtem pecního obvodu  $R_z$ . Celé zařízení se chová jako trvale vyladěný obvod, který není závislý na změnách parametrů pecního obvodu a není nutné tedy celý obvod doladovat změnou kapacity. [2, str. 132–133]

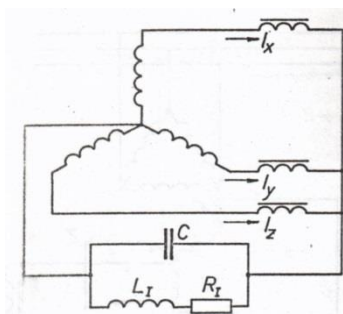


Obr. 2.7 Schéma iontového měniče kmitočtu [2, str. 133]

Elektrická účinnost iontového měniče dosahuje 92% až 95%. Pro svou nespolehlivost způsobenou zpětnými zápaly na tyratronech nedocházelo po zhasnutí k dokonalé deionizaci rtuťových par, aby se při připnutí záporného napětí na mřížku tyatron stal nevodivým. K těmto jevům docházelo v případech, kdy nebyl pracovní kmitočet vyšší než 10kHz. Z tohoto důvodu se dnes iontové měniče již nepoužívají. [2, str. 132–133]

### 2.2.3 Magnetické násobiče kmitočtu

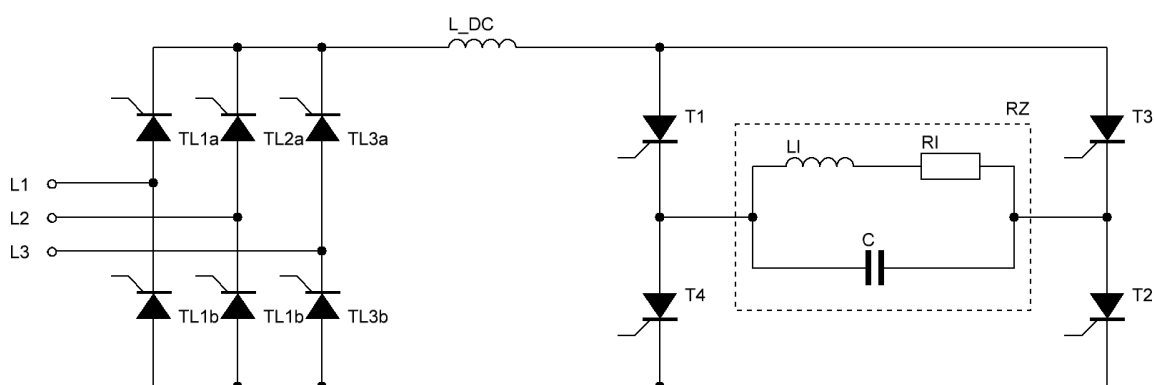
Princip magnetického násobiče kmitočtu na Obr. 2.8 je založen na přesycení magnetického obvodu tlumivek, které jsou napájeny z transformátoru, jehož sekundární vinutí je zapojeno do hvězdy. Přesycená jádra tlumivek způsobují, že cívkami prochází proudové rázy. Proudové rázy mají za následek, že síťový kmitočet se násobí počtem tlumivek, tedy 150Hz. Z násobiče je též možné odebírat vyšší harmonické frekvence, například třetí, tedy 450Hz. Magnetické násobiče se užívaly ve spojení s rotačními generátory, kde se uplatnily při vstupním kmitočtu 3kHz, který roznásobily využitím první harmonické na kmitočet 9kHz. Tímto zapojením se dosáhlo vyšší účinnosti, nežli se samotným rotačním generátorem pracujícím na kmitočtu 9kHz. [2, str. 133–134]



Obr. 2.8 Magnetické násobiče kmitočtu [2, str. 134]

### 2.2.4 Tyristorové měniče kmitočtu.

Tyristorový měnič na (Obr. 2.9) se stává ze dvou částí. První částí je říditelný usměrňovač TL1a–TL3b a druhá část je střídač tvořený prvky T1–T4. Říditelný usměrňovač je napájen trojfázově a na jeho výstup je zapojena filtrační tlumivka  $L_{DC}$ . Tlumivka vyhlazuje stejnosměrný proud, omezuje proud při zkratu ve střídači a rozděluje obvod na střídavou a stejnosměrnou část. Střídač funguje v režimu tzv. full bridge, tedy pracuje v zapojení s plným můstkem. Na tomto střídači dochází k plnému otáčení polarity proudu na vyladěném paralelním rezonančním obvodu  $R_Z$  a to tak, že jsou vždy otevřené pouze dva tyristory křížem proti sobě, tedy otevřené jsou tyristory T1 a T2, kdy tyristory T3 a T4 jsou uzavřeny. Pro přechod pecního obvodu na opačnou polaritu proudu se tyristory T1 a T2 uzavřou, T3 a T4 se otevřou a cykly se takto opakují. Pecní obvod je napájen střídavým obdélníkovým průběhem proudu se sinusovým průběhem napětí. [2, str. 134–136; 4, str. 147–148]



Obr. 2.9 Tyristorové měniče kmitočtu [2, str. 135]

#### 2.2.4.1 Odvození přídavné kapacity pro napájení tyristorovým měničem

Při použití tyristorového měniče je nutné zajistit, aby tyristor obnovil svoji blokovací schopnost. Tato schopnost se zajišťuje nastavením fázového posunu proudu. Toho se dosáhne

úmyslným rozladěním pecního obvodu a to tak, že se paralelně k obvodu připojí přídavná kapacita  $C_p$ , aby se zajistilo překompenzování obvodu. Přídavná kapacita  $C_p$  (2.2.1) a činitel jakosti  $Q$  (2.2.2) jsou dány vztahy. [1, str. 213]

$$C_p = C \frac{\operatorname{tg} \delta}{q} \quad (2.2.1)$$

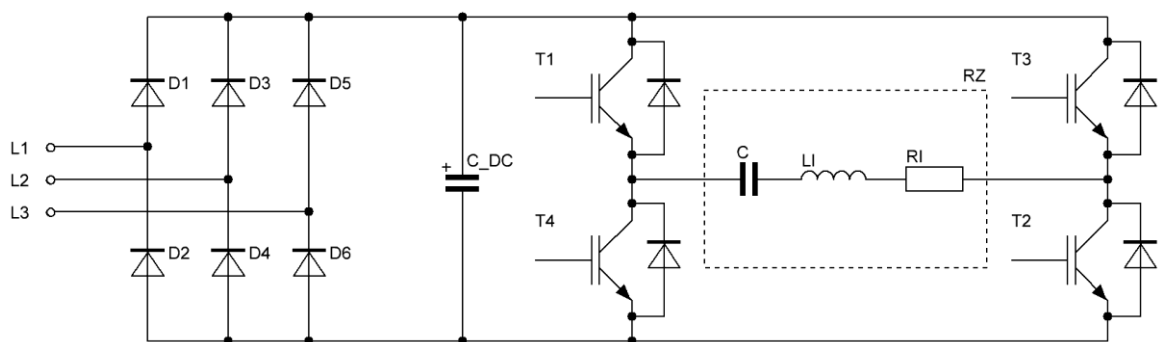
$$Q = \frac{\omega L_I}{R_I} \quad (2.2.2)$$

Přidáním kapacity se sníží rezonanční kmitočet pecního obvodu a je nižší, nežli kmitočet samotného měniče. Vzniká tak rozdíl mezi kmitočtem pecního obvodu a obvodu měniče, který je dán vztahem (2.2.3). [1, str. 213]

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} (\omega - \omega_r) = \left( 1 - \frac{1}{1 + \frac{\operatorname{tg} \delta}{q}} \right) \quad (2.2.3)$$

### 2.2.5 IGBT měnič kmitočtu

V současné době se využívá technologie polovodičových tranzistorů řízených elektrickým polem IGBT. Tyto tranzistory jsou snadno vypínatelné, tedy není třeba vyladění sériový rezonanční obvod  $R_z$  rozladovat, jako v případě tyristorového měniče (kapitola 2.2.4.1). Na Obr. 2.10 je měnič kmitočtu napájen z trojfázové sítě, která je usměrněna diodovým můstkem D1–D6. Napětí je vyhlazeno kondenzátorem  $C_{DC}$ . Střídač je zapojen v režimu jako střídač tyristorový (2.2.4), kde tyristory jsou nahrazeny IGBT tranzistory. Tranzistory spínají křížem, tedy kladnou polaritu napětí na pecním obvodu  $R_z$  spínají prvky T1 a T2, kdy T3 a T4 jsou vypnuté. Zápornou polaritu spínají tranzistory T3 a T4, kdy T1 a T2 jsou vypnuté. Diody integrované v tranzistorech mají za úkol zabránit zničení tranzistoru při náhodných překmitech při odepnutí. [3, str. 633,640–641]

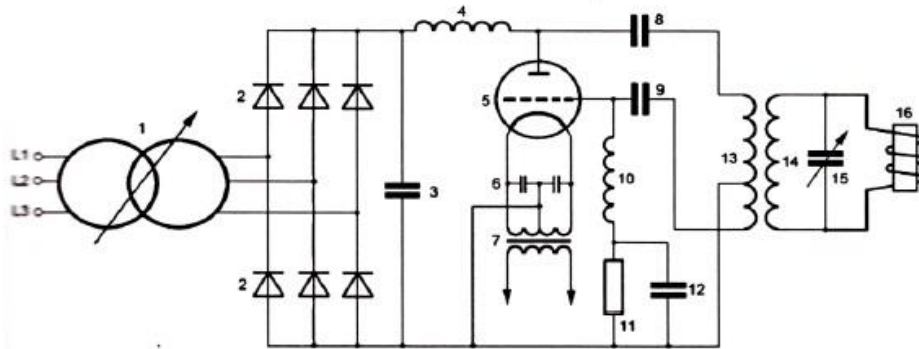


Obr. 2.10 IGBT měnič kmitočtu [3, str. 641]

## 2.3 Vysokofrekvenční napájení

### 2.3.1 Elektronkový generátor

Elektronkový generátor (Obr. 2.11) je napájen trojfázovou sítí. Po usměrnění se vyhladí napětí filtračním kondenzátorem 3, ze kterého je napájena výkonová trioda 5. Žhavení triody je zajištěno pomocí externího transformátoru 7, jehož střed je uzemněn. Kondenzátory 6 blokují vysokofrekvenční složky proudu katody. Výstupní vysokofrekvenční transformátor 13 je připojen na mřížku a anodu triody přes kondenzátory 8, 9, aby se zabránilo průchodu stejnosměrné složky napětí. Záporné předpětí mřížky je realizováno rezistorem 11 zapojeným na mřížku pomocí tlumivky 10, která zabraňuje zkratování zpětnovazebního napětí na kondenzátoru 12. Na výstup vysokofrekvenčního transformátoru je zapojen rezonanční obvod, který se skládá z prvků 15 a 16, jehož pracovní frekvence je 360kHz. [1, str. 227]

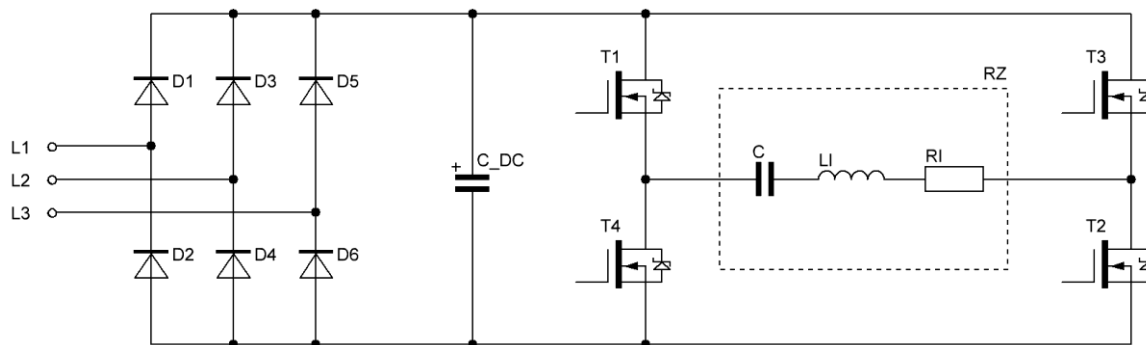


Obr. 2.11 Schéma indukčního ohřevu s elektronkovým generátorem [4, str. 149]

### 2.3.2 Měnič kmitočtu s tranzistory MOSFET

Měnič kmitočtu s použitím tranzistorů s technologií MOSFET se využívá zejména při potřebě kmitočtu nad 50kHz. Mezní kmitočet takového měniče dosahuje hodnoty kolem 1MHz. [3, str. 632, 640]

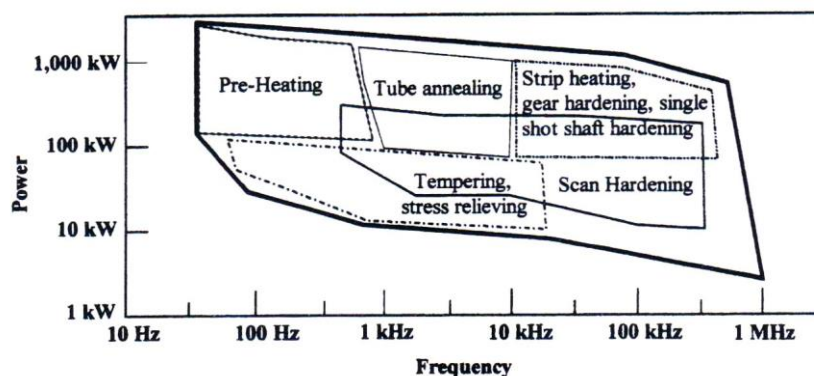
Obvod na Obr. 2.12 je zapojen v režimu full-bridge, tedy s použitím plného můstku. Tranzistory T1 a T2 spínají tak, aby na vyladěném sériovém rezonančním obvodu  $R_z$  vznikla kladná půlvlna obdélníkového průběhu napětí. Po vypnutí T1 a T2 se sepnou tranzistory T3 a T4 a vytváří tak zápornou půlvlnu. Řídící obvod musí zaručit, aby se dvojice tranzistorů T1, T2 a T3, T4 neseptily ve stejnou dobu. Takový obvod s kontrolou se nazývá DEAD TIME. MOSFET tranzistory nejsou určeny pro velkou zatížitelnost, proto se spojují paralelně do jednoho funkčního bloku. [3, str. 632, 640]



Obr. 2.12 Schéma indukčního ohřevu s tranzistory MOSFET [3, str. 641]

### 3 Průmyslové aplikace indukčního ohřevu

Vybrat typ napájecího zdroje je velice důležité a je nutné přihlédnout k tomu, k jakému účelu indukční zařízení slouží. Na Obr. 3.1 jsou znázorněny výkonové a frekvenční rozsahy průmyslových aplikací indukčního ohřevu. [3, str. 627]



Obr. 3.1 Výkonové a frekvenční rozsahy průmyslových aplikací indukčního ohřevu [3, str. 628]

#### 3.1 Indukční tavící kelímková pec

Indukční tavící kelímkové pece se používají pro tavení různých kovů a výrobu vysoce kvalitní oceli. Pecní obvod se napájí nízkofrekvenčními či středofrekvenčními zdroji s rozsahem kmitočtu od 50 Hz do 4 kHz. V průmyslu se používají pece s velikostí od 10 kg oceli po 100 tun oceli. [1, str. 227–228; 4, str. 129]

Kelímková pec na (Obr. 3.2) se stává z kruhové ohřívací cívky 1 z dutého měděného vodiče čtvercovitého tvaru. Proud je na cívku přiveden ohebnými lany a dosahuje několika tisíc ampér. Proto je cívku nutné chladit vodou. Uvnitř induktoru se nachází keramický kelímek 2 z křemičitého písku  $SiO_2$ . Ke stínění slouží svazky 3 složené z elektrotechnických

plechů uspořádaných po vnitřním obvodu pecního pláště 5. Svazky pohlcují magnetický tok, který by se šířil konstrukčními částmi pece. Trámce ze žárobetonu 4 oddělují cívku 1 od ocelového pláště 5. Dno pece je tvořeno cihlovou keramickou vyzdívkou 6, pod kterou se nachází měděný stínící plech 7 zabraňující pronikání magnetického toku do mřížového dna 8. K odlévání slouží hubice pece 9. Pro vyklápění je na peci umístěna osa 10, kolem které se pec otáčí. [1, str. 227–228; 4, str. 129]

Při tavení v kelímkové peci se využívá víření pomocí elektrodynamických sil, které slouží k promíchání roztavené vsázky. „Vlivem tlaku magnetických sil na vsázku vzniká u stěny kelímku v tavenině podtlak, v ose taveniny přetlak.“ Vlivem hydrostatických sil vzniká vzednutí taveniny v ose kelímku. Vzednutí se vyjadřuje vztahem (3.1.1). [1, str. 227–228; 4, str. 129]

$$h = K \frac{P_1}{\sigma} \sqrt{\frac{\mu_r \gamma}{f}} \quad (3.1.1)$$

kde,

$P_1$  příkon na jednotku plochy vsázky [W]

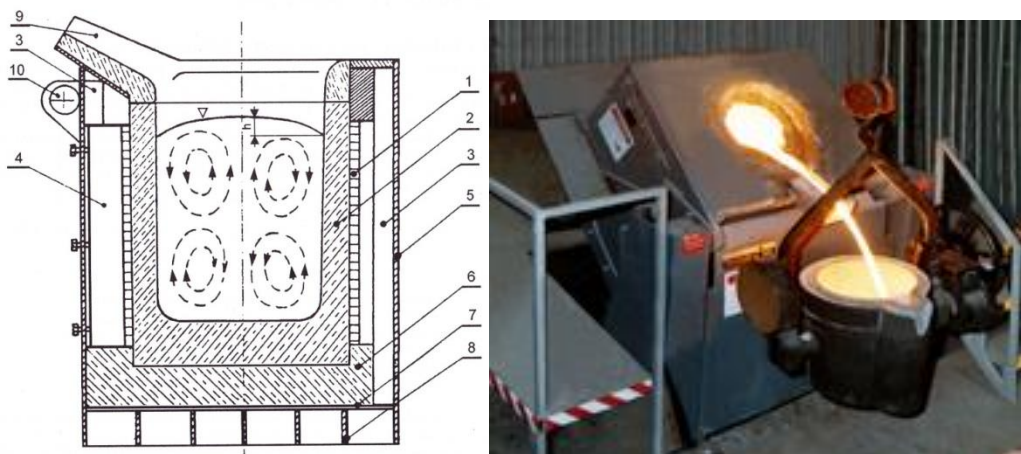
$K$  konstanta

$\sigma$  měrná hmotnost vsázky [ $\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$ ]

$\mu_r$  relativní permeabilita [–]

$\gamma$  měrná elektrická vodivost [ $\text{S} \cdot \text{m}^{-1}$ ]

$f$  kmitočet proudu v cínce [Hz]



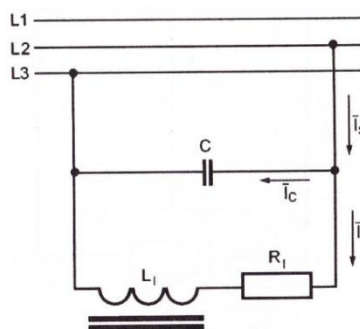
Obr. 3.2 Kelímková indukční pec [4, str. 130; 12]



### 3.2 Indukční tavící kanálková pec

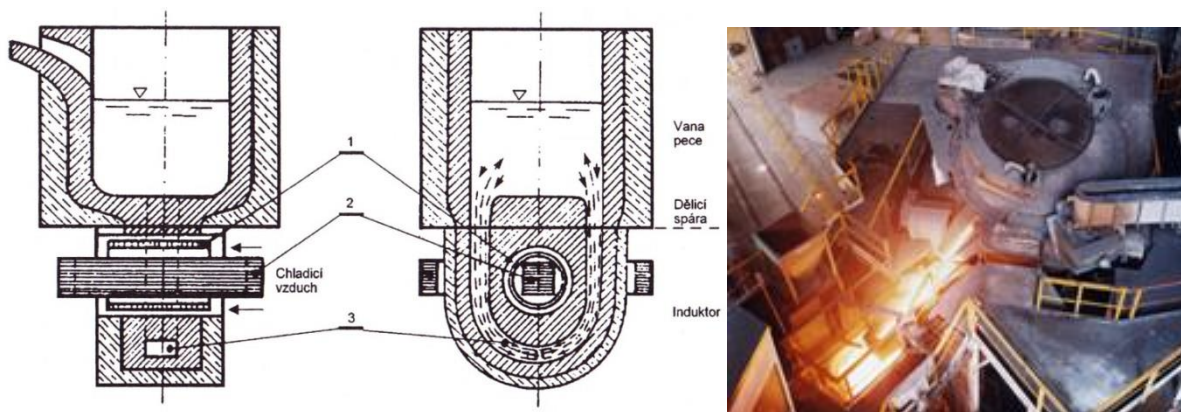
Princip indukční kanálkové tavící pece na (Obr. 3.4) se nejvíce podobá transformátoru s železným jádrem, jehož sekundární vinutí je tvořeno vsázkou zapojené jedním závitem nakrátko. Zařízení na (Obr. 3.3) je napájeno sítíovou frekvencí a jeho primární vinutí je přímo zapojené na sdružené napětí. Síť je zatěžována nesymetricky a kromě činného výkonu odebírá i výkon jalový. Při tavení odporových slitin je účinník  $\cos\varphi = 0,8$  a při tavení hliníku  $\cos\varphi = 0,3$ . Pro vykompenzování se k primárnímu vinutí připojí příslušně velká kapacita  $C$ , která je dána vztahem (3.2.1). Pro úsporu kondenzátoru se účinník kompenzuje  $\cos\varphi = 0,95$ . [1, str. 228–230; 4, str. 140–142]

$$C = \frac{L_I}{R_I^2 + (\omega L_I)^2} \quad (3.2.1)$$



Obr. 3.3 Schéma kanálkové indukční pece [4, str. 141]

Kanálková pec slouží k tavení barevných kovů a zušlechtní šedé litiny. Sestává ze vzduchem chlazené ohřívací cívky 1, která je umístěná na jádře. Jádro 2 je složeno z elektrotechnických plechů. Kanálek 3 prochází kolem jádra transformátoru. [1, str. 228–230]



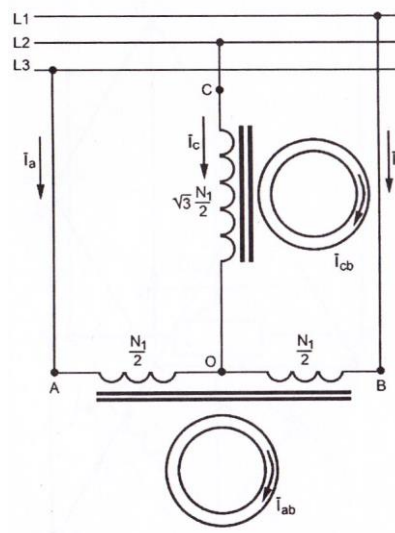
Obr. 3.4 kanálková indukční pec [4, str. 132; 12]

Hlavní nevýhodou kanálkové pece je nutnost použití již roztaveného kovu, který se nalije přímo do vany pece. Při průchodu proudem taveninou v kanálku, dochází ke vzniku elektromagnetického pole, které vyvolává tlak na kov v kanálku. Ohřátý kov je vytlačován do osy kanálku a je vytlačován zpět do vany. K natékání nového kovu dochází vně kanálku a tak dochází k míchání taveniny. Při tavení barevných kovů, zejména hliníku, dochází k zanášení kanálku oxidy. Čistění se tedy provádí z vanové části a z vnějšku pece odstraněním zátek na spodku pece. [1, str. 228–230; 4, str. 140–142]

### 3.2.1 Scottovo zapojení

Při použití kanálkové pece se dvěma kanálky se pro dosažení rovnoměrného zatížení sítě využívá Scottovo zapojení se dvěma pecními transformátory, nebo s využitím zapojení symetrizačního zařízení (kapitola 2.1). [4, str. 144]

Oba kanálky mají vlastní pecní transformátor. Hlavní transformátor je (Obr. 3.5) zapojen mezi body A a B a má primární vinutí rozděleno na dvě poloviny  $\frac{N_1}{2}$ . Střed vinutí je vyveden na pomocný transformátor s  $\sqrt{3}\frac{N_1}{2}$  závity, který je zapojen na bod C. V obou kanálcích se pomocí Scottova zapojení dosáhne stejně velkých naindukovaných proudů a dojde tedy k vyvinutí stejně velkého tepla. [4, str. 144]



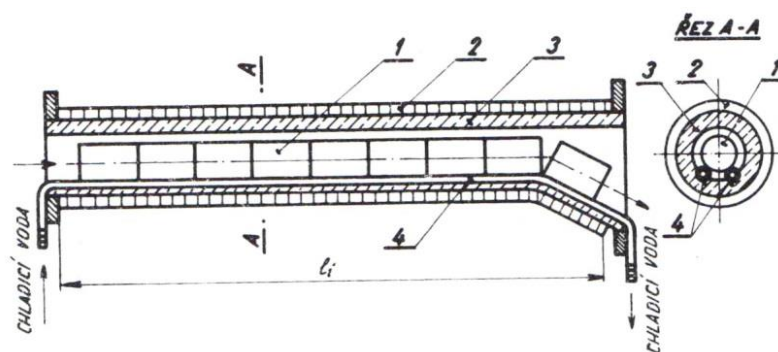
Obr. 3.5 Scottovo zapojení pro kanálkovou pec [4, str. 144]

### 3.3 Indukční ohřevy

#### 3.3.1 Ohřev přířezů a ústříhů

Ohřivanou vsázku 1 tvoří ústříhy kruhového průřezu, které se posunují vodou chlazeným induktorem 2 pomocí pneumatického mechanismu (Obr. 3.6). Vnitřek induktoru je vyplněn keramickou výstelkou 3 pro zvýšení tepelné a elektrické izolace. [1, str. 230–231]

Vsázka se pohybuje po vodících trubkách z nemagnetické oceli, které jsou vodou chlazené. Indukční zařízení zahřeje ústříhy na tvářecí teplotu měřenou optickým pyrometrem. Výstup z ohřivacího zařízení je upraven tak, aby byl připraven na vstup do kovacího stroje (Obr. 3.7). [1, str. 230–231]



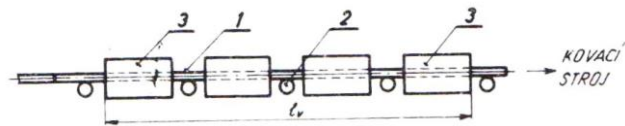
Obr. 3.6 Indukční ohřev ústříhů [1, str. 231]



Obr. 3.7 Příklad indukčního ohřevu ústříhů [8]

#### 3.3.2 Průběžný ohřev tyčového materiálu

Součástí automatické kovací linky je indukční ohřev (Obr. 3.8) složený z induktorů 3, jimiž prochází ohřivaná tyč 1 za pomoci vodících kladek 2. Příkon ohřevu se odvíjí od velikosti ohřivaných tyčí, které mohou být délky až desítky metrů (Obr. 3.9). V tomto případě se jedná o příkon desítek megawatt. [1, str. 230–231]



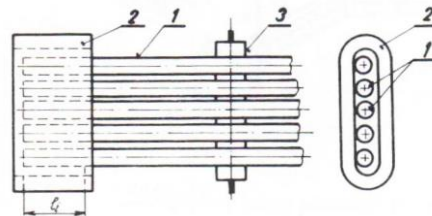
Obr. 3.8 Průběžný indukční ohřev tyčí [1, str. 231]



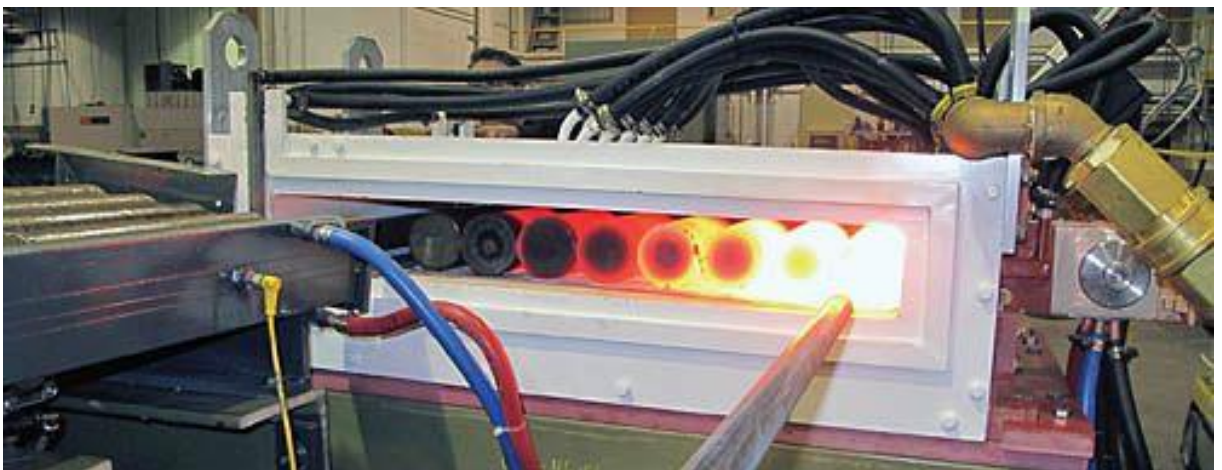
Obr. 3.9 Příklad průběžného indukčního ohřevu tyčí [9]

### 3.3.3 Ohřev konců tyčového materiálu

Pro tvářecí účely není nutné materiál prohřívát celý, proto se nahřívají jen jejich konce. Aby se maximalizovala efektivnost ohřevu, provádí se ohřev více tyčí 1 najednou v oválně přizpůsobeném induktoru 2 (Obr. 3.10, 3.11). Postupuje se tak, že se průběžně zavádějí studené tyče za tyče ohřáté, které drží podpěrné kladky 3. [1, str. 232]



Obr. 3.10 Ohřev konců tyčí s oválným induktorem [1, str. 232]



Obr. 3.11 Ohřev konců tyčí s oválným induktorem [9]

### 3.4 Povrchové kalení

Povrchového kalení (Obr. 3.12) se využívá při výrobě velkých ocelových válců pro válcovací stolice na plech. Při kalení je válec umístěn svisle mezi hroty a otáčí se kolem své osy tak, aby nedocházelo k rozdílným teplotám při ohřevu. Válec 1 se nejprve přehřeje na teplotu 700°C. Poté se otáčející válec posouvá směrem dolů, kde nejprve prochází induktorem 2, kde se zahřeje na kalící teplotu a pak projde sprchou, kde se válec prudce zchladí. V současné době se používá kalící zařízení s rozsahem výkonů od 300kW do 1000kW s kmitočtem 50Hz pro přehřev a s 250Hz pro samotné kalení. Pro povrchové kalení se využívá kmitočet až 360kHz, který je určen spíše pro materiály malé hloubky. Optimální frekvence  $f$  pro kalení je dána vztahem (3.4.1), kde  $d$  je hloubka zakalení. [1, str. 232–233; 4, str. 136]

$$\frac{0,015}{d^2} < f < \frac{0,25}{d^2} \quad (3.4.1)$$



Obr. 3.12 Kalení válců pro válcovací stolice [1, str. 232; 13]

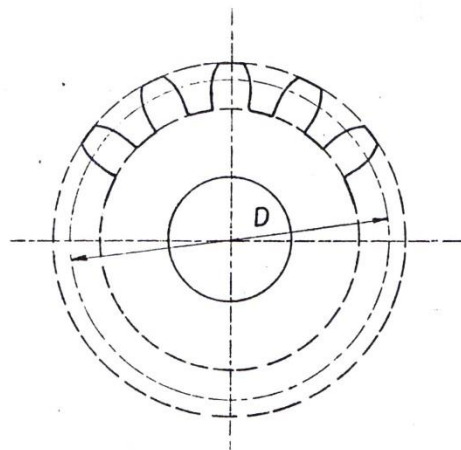
#### 3.4.1 Povrchové kalení ozubených kol

Ozubené kolo (Obr. 3.13, 3.14) je pro zakalení vloženo do cívky o průměru jen o málo větší, než je samotný průměr kola. Pro volbu vhodného kmitočtu se vychází z modelu navrženého A. A. Razorenovem, kde ze své teorie odvodil, že vhodný kmitočet není dán celkovými rozměry kola, ale jen jeho ozubením. Výsledkem je vztah pro kmitočet (3.4.2) vycházející ze vztahu pro modul ozubení  $m = \frac{D}{z}$ , kde  $D$  je průměr roztečné kružnice a  $z$  je počet zubů. Pro porovnání frekvencí v závislosti na modulu  $m$  slouží Tab. 1. S využitím optimálního kmitočtu dochází k rovnoměrnému prokalení na špičce, bocích i patě zubu. [2, str. 119]

$$f = \frac{6 \cdot 10^5}{2\pi m^2} \quad [\text{Hz}] \quad (3.4.2)$$

Tab. 1 Závislost modulu  $m$  na frekvenci [2, str. 119]

modul $m$	0,5	1,0	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0
$f$ [kHz]	382	95,1	24,0	10,6	6,0	3,8	2,65



Obr. 3.13 Kalení ozubených kol [2, str. 119]

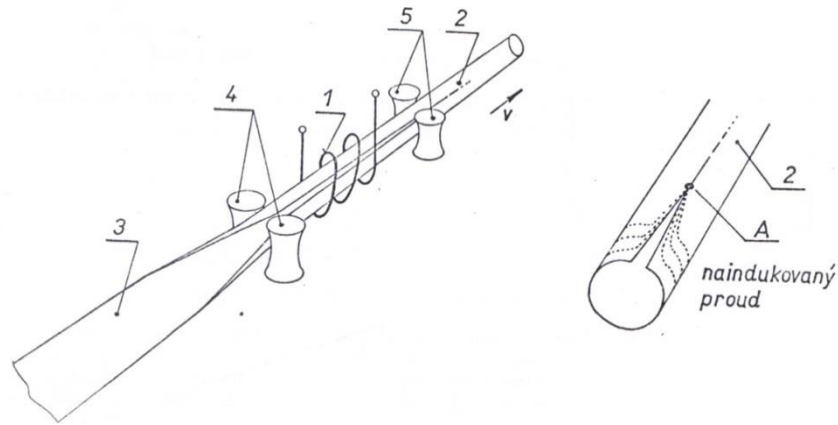


Obr. 3.14 Kalení ozubených kol [8]

### 3.5 Svařování trubek

Princip (Obr. 3.15, 3.16) je založen na ohřevu ocelového pásu 3, který se nejprve stočí kladkami 4 do tvaru neúplné trubky. Průchodem induktorem 1 se naindukují proudy, které se uzavírají v bodě A. Působením kladek 5 dojde k dotyku okrajů plechu. Pod vlivem naindukovaných proudů v místě uzavření dojde k nárůstu teploty nutné pro svaření okrajů dosahující 1400°C. Takto vzniklý svár je pevnější, než okolní materiál. Kmitočet induktoru svařovacího zařízení je v rozpětí 250–400kHz s příkonem 600kW. [2, str. 123]

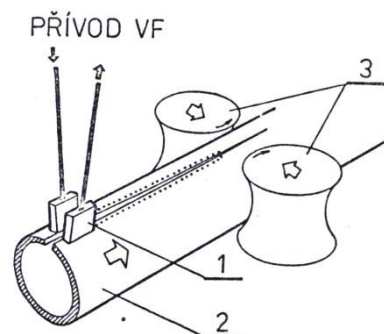
Druhým typem svařování je tzv. indukční, kde induktor je nahrazen přímým průchodem proudu materiálem. Vysokofrekvenční proud (Obr. 3.17) je přiveden přímo na část neúplné trubky 2 pomocí kluzných kontaktů 1. Pomocí kladek 3 dojde k dotyku okrajů plechu, kde dochází vlivem naindukovaných proudů k nárůstu teploty, a tím se okraje plechu svaří. [2, str. 123]



Obr. 3.15 Indukční svařování trubek [2, str. 123]



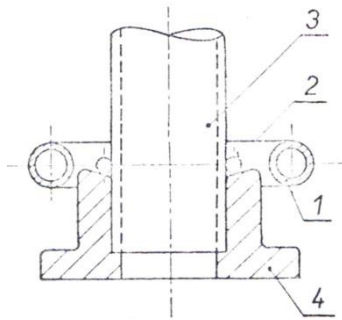
Obr. 3.16 Příklad indukčního svařování trubek [10]



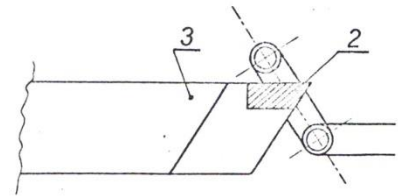
Obr. 3.17 Kondukční svařování trubek [2, str. 123]

### 3.6 Indukční pájení

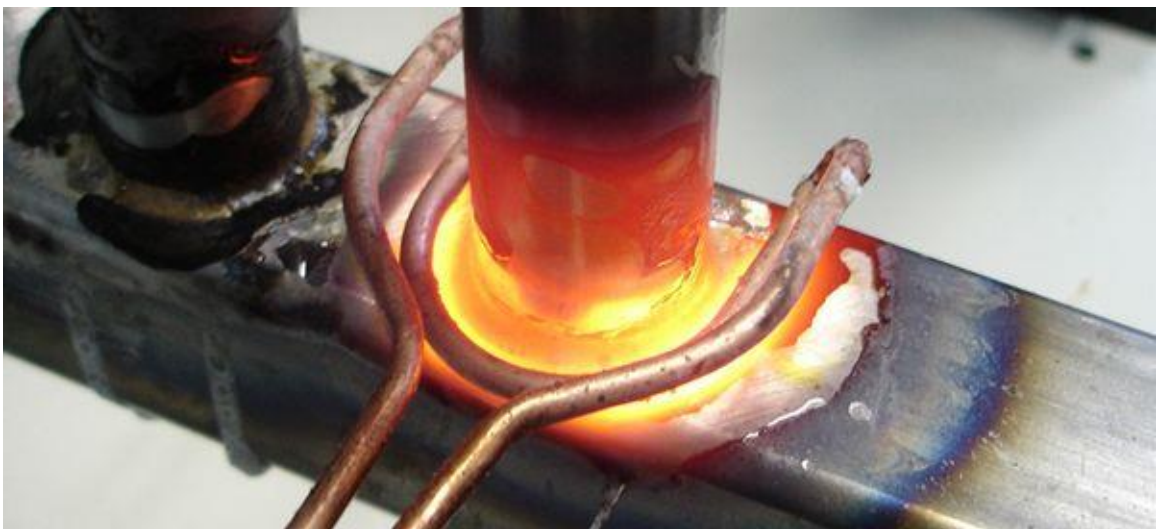
V průmyslu se nejčastěji využívá dvou způsobů pájení. Prvním z nich je pájení naměkko, které se provádí cínem. Druhým způsobem je pájení natvrdo s použitím mosazi. Na Obr. 3.18 je naznačen způsob pájení naměkko trubky do příruby. Pájka je zhotovena do předem připraveného tvaru kroužku 2, který je nasazen na přírubu 4. Do příruby se zavede trubka 3. Průchodem proudu induktorem 1 dojde k roztavení pájky 2, ta vteče vztlínáním do mezery mezi trubkou a přírubou. U pájení natvrdo se (Obr. 3.19, 3.20) nahřeje plátek tvrdého kovu 2 na teplotu tání mosazi v rozpětí 850–920°C. Mosaz se nachází mezi soustružnickým nožem 3 a plátkem tvrdého kovu 2. [2, str. 121–122]



Obr. 3.18 Ind. pájení naměkko [2, str. 121]



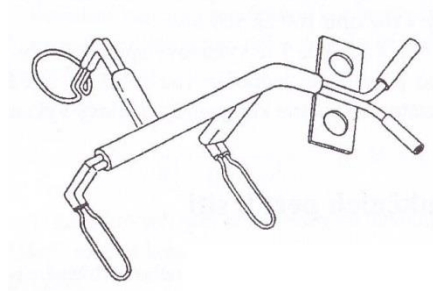
Obr. 3.19 Ind. pájení natvrdo [2, str. 121]



Obr. 3.20 Příklad indukčního pájení natvrdo [11]

Induktor (Obr. 3.21) je speciálně tvarován pro pájení tří různých tvarů současně. Kmitočtový rozsah induktoru se nachází v rozmezí od 2kHz až 2,5MHz. Při pájení naměkko je nastaven teplotní rozsah od 150°C do 450°C s výkonem od 0,5kW do 5kW. Při pájení natvrdo se teplotní rozsah posune na hranici od 450°C do 1050°C s výkonem od 3kW do 30kW. [4, str. 136]





Obr. 3.21 induktor pro indukční pájení [4, str. 139]

## 4 Výhody a nevýhody měničů kmitočtu

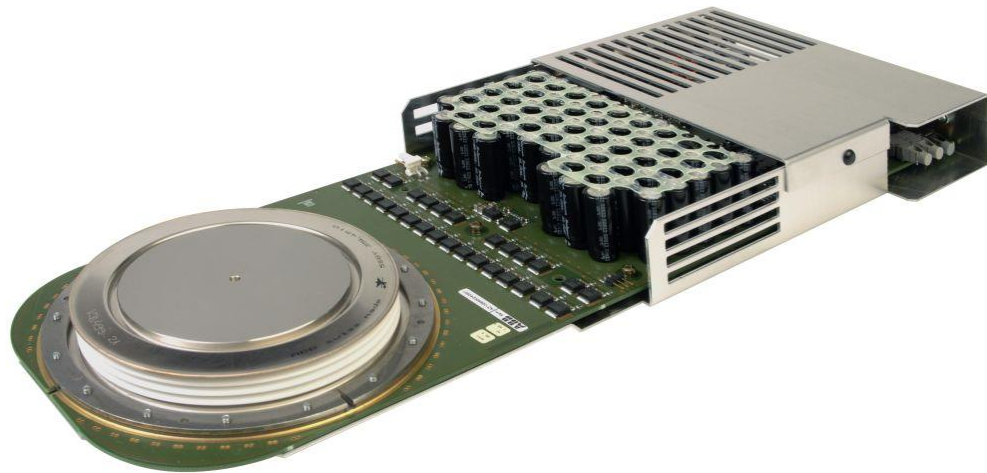
### 4.1 Elektromechanické měniče

Rotační měnič kmitočtu byl prvním středofrekvenčním zdrojem. Pro svou robustní konstrukci není tolik náchylný na nedokonalosti napájeného rezonančního obvodu. Negativním faktorem jsou ztráty v mědi a železe, ke kterým dochází v rotačním generátoru při zvyšování kmitočtu. V současné době tento typ měniče byl nahrazen levnějším měničem polovodičovým, kde nejsou potřeba speciální prostory s mohutnými základy pro soustrojí rotačního generátoru a asynchronního motoru.

### 4.2 Polovodičové měniče

Příchodem tyristorů došlo k postupnému nahrazování starších typů měničů, jako jsou měniče rotační, iontové a magnetické. Hlavním faktorem byla větší spolehlivost, vyšší účinnost a postupem času i nižší cena. Samotný tyristor prošel vývojem od SCR říditelného tyristoru, přes vypínatelné tyristory GTO pro nižší spínací kmitočty 200Hz–500Hz, po tyristory IGCT (Obr. 4.1) s kmitočtem do 10kHz. Dalším používaným polovodičem je IGBT tranzistor (Obr. 4.2), který dosahuje obdobných zatížitelností jako tyristor, ale s větším spínacím kmitočtem až do 100kHz.

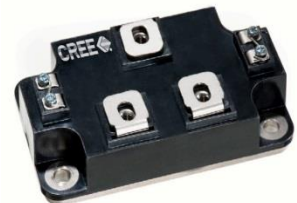
Posledním typem je tranzistor MOSFET (Obr. 4.3), který nedosahuje tak velkých spínacích napětí a proudů jako IGBT tranzistor či tyristor, ale může spínat mnohem vyšší kmitočty kolem 1MHz. Tranzistor tedy plně nahrazuje elektronkový generátor dle Obr. 2.1.



Obr. 4.1 IGCT tyristor [5]



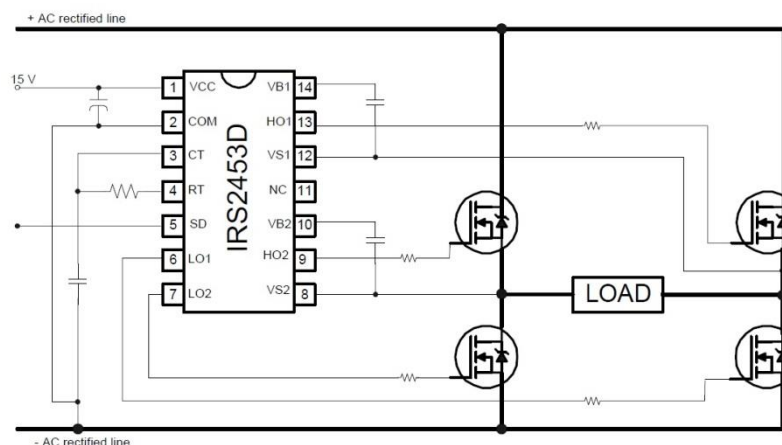
Obr. 4.2 IGBT tranzistor [5]



Obr. 4.3 Tranzistor MOSFET [6]

#### 4.2.1 Řídící obvod měniče s MOSFET tranzistory

Při návrhu měniče poslouží integrovaný obvod IRS2453D pracující v režimu full-bridge tedy s plným můstkem (Obr. 4.4), který je založen na principu časovače 555. Pro výčet vlastností obvodu poslouží jeho vnitřní struktura (Obr. 4.5). Z obrázku je patrná v levé části skladba časovacího obvodu 555 spolu s řídicími vstupy RT a CT pro časování obvodu. Časovací obvod je blokován interní kontrolou podpětí UV DETECT a také externím přívodem shut down SD. Výstup z časovače je přiveden na obvod DEAD TIME zajišťující správný chod měniče tak, aby nedošlo k sepnutí obou výstupu naráz. Dále jsou zapojeny obvody pro generování pulzu PULSE GEN a obvody pro zpoždění DELAY. V tomto obvodu je dále integrována funkce zajišťující přednabití externího BOOTSTRAP kondenzátoru, kde jeho napětí zajišťuje funkční chod řízení vstupní elektrody výkonového MOSFET tranzistoru.



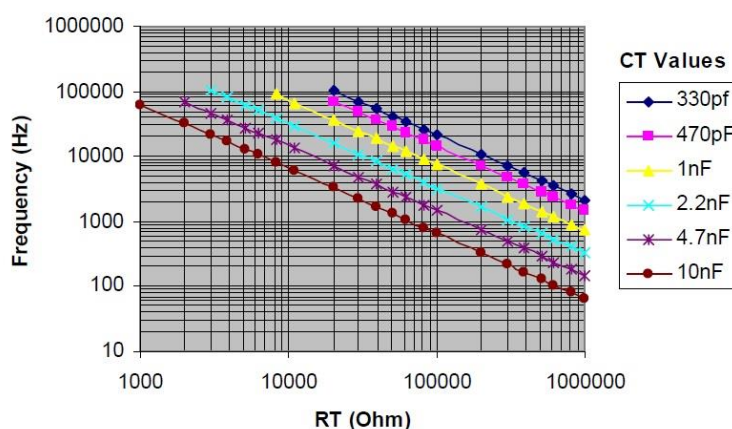
Obr. 4.4 Blokové schéma obvodu IRS2453D [7]

Výpočet kmitočtu měniče je dán vztahem (4.1). Hodnoty kondenzátoru  $CT$  a rezistoru  $RT$  nemohou být libovolné a musí vycházet z grafu dle Obr. 4.6. Například pro výpočet kmitočtu hodnoty 100kHz zvolíme z grafu (Obr. 4.6) kapacitu kondenzátoru  $1nF$  a vypočteme hodnotu rezistoru  $RT$ .

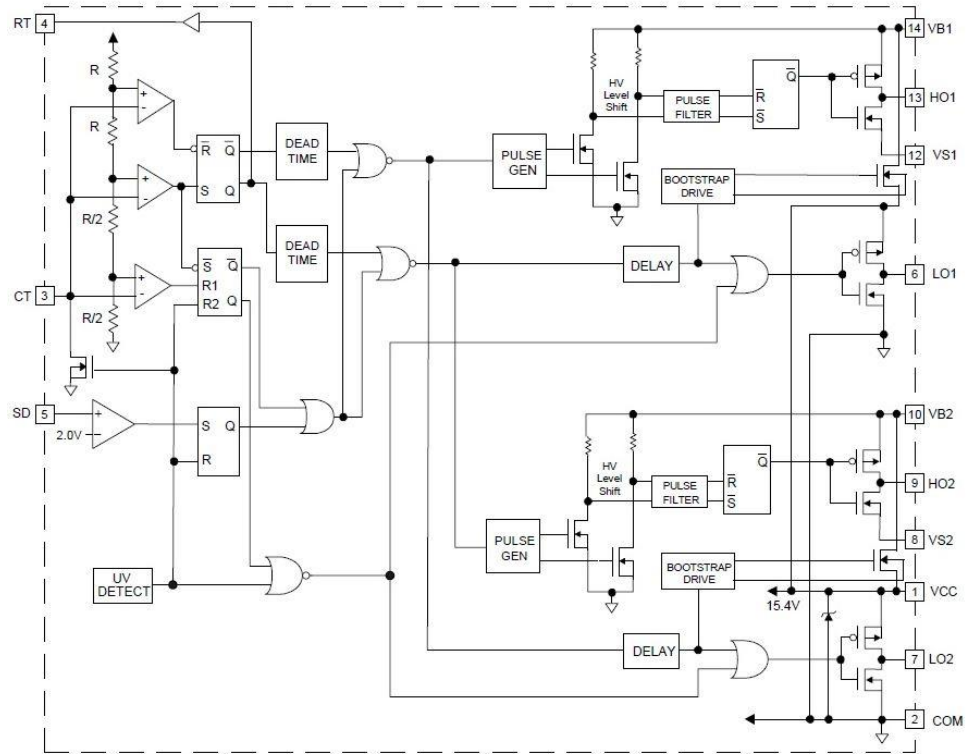
$$f = \frac{1}{1,453 \cdot RT \cdot CT} \Rightarrow RT = \frac{1}{f \cdot 1,453 \cdot CT} = \frac{1}{10^5 \cdot 1,453 \cdot 10^{-9}} = 6,882 \text{ [k}\Omega\text{]} \quad (4.1)$$

Hodnota rezistorů budících bránu tranzistorů MOSFET nemůže být nulová, jinak by došlo ke zničení obvodu přetížením vnitřních budičů. Jeho hodnota je závislá na vstupní kapacitě tranzistorů a frekvenci. Celý obvod je napájen stejnosměrným napětím o velikosti 15V. Toto napětí je nutné zajistit z externího zdroje napětí.

IRS2453D Frequency vs. RT



Obr. 4.6 Příslušné hodnoty RT a CT [7]



Obr. 4.5 Vnitřní struktura obvodu IRS2453D [7]

## Závěr

V průmyslu se využívá indukčního ohřevu u tavicích pecí, ohřívacích zařízení a u pájení, kalení či svařování. Všechny tyto aplikace využívají stejného principu elektromagnetické indukce, při nichž dochází k ohřevu elektricky vodivých materiálů vlivem vířivých proudů.

Nedílnou součástí zařízení pro indukční ohřev je napájecí zdroj. V průmyslu se využívá všech typů napájecích zdrojů, které jsou v této bakalářské práci detailně popsány v kapitolách 2.1–2.3.2, od dnes již historických rotačních generátorů po nejmodernější zdroje s tranzistory typu IGBT či MOSFET.

V posledních letech s postupem vývoje, napájecí zdroje využívají vysoký stupeň integrace s použitím polovodičových součástek. Příkladem je obvod IRS2453D, který v sobě integruje časovací obvod 555, dále obvody pro řízení DEAD TIME, PULSE GEN a DELAY. Detailní popis tohoto obvodu se nachází v kapitole 4.2.1.

Vývoj polovodičů se každým dnem posouvá dopředu. V budoucnu je reálná možnost aplikace tranzistorů na bázi grafenu či molybdenitu, která by umožnila vyšší stupeň integrace, než jaký známe dnes.

## Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] RADA, Josef a kolektiv. *Elektrotepelná technika*. 1. vyd. Praha: STNL, 1985.
- [2] LANGER, Emil a KOŽENÝ, Jiří. *Elektrotepelná zařízení indukční*. 1. vyd. Plzeň: VŠSE, 1982.
- [3] RUDNEV, Valery, LOVELESS, Don, COOK, Raymond a BLACK, Micah. *Handbook of Induction Heating*. 1. vyd. Basel: Marcel Dekker AG, 2003.
- [4] HRADÍLEK, Zdeněk, BUCHTA, Zdeněk, RUSEK, Stanislav, GAVLAS, Josef. *Elektrotepelná zařízení*. 1. vyd. Praha: IN-EL, 1997.
- [5] Výkonové polovodičové prvky [online]. ABB, ©2013. Poslední změna 27.5.2013. [Cit. 27.5.2013]. Dostupné z:  
<http://www.abb.com/product/cz/9AAC910029.aspx?country=CZ>
- [6] Cree Z-FET™ Silicon Carbide MOSFET [online]. Cree, Inc., ©2013. Poslední změna 27.5.2013. [Cit. 27.5.2013]. Dostupné z: <http://www.cree.com/power/products>
- [7] Self-Oscillating Full-Bridge 600V Driver [online]. International Rectifier, ©2013. Poslední změna 27.5.2013. [Cit. 27.5.2013]. Dostupné z:  
<http://ec.irf.com/v6/en/US/adirect/ir?cmd=catProductDetailFrame&productID=IRS2453DPBF>
- [8] Indukční ohříváče [online]. ROBOTERM spol. s r.o., ©2012. Poslední změna 28.5.2013 [Cit. 28.5.2013]. Dostupné z: <http://www.roboterm.cz/produkty/indukcni-ohrivace/>
- [9] Computer Modeling of Induction Heating Processes [online]. Forgemag, ©2013. Poslední změna 6.7.2011. [Cit. 28.5.2013]. Dostupné z:  
<http://www.forgemag.com/topics/2665-simulation-information-technology>
- [10] Indukční ohřev [online]. RAJMONT s.r.o., ©2013. Poslední změna 28.5.2013. [Cit. 28.5.2013]. Dostupné z: <http://www.rajmont.cz/produkty-indukcni-ohrev/>
- [11] Induction Brazing [online]. DaWei Induction Heating Machine Co.,Ltd., ©2013. Poslední změna 29.5.2013. [Cit. 29.5.2013]. Dostupné z: <http://www.dw-inductionheating.com/>
- [12] Induction Furnaces [online]. Inductotherm Corp., ©2013. Poslední změna 29.5.2013. [Cit. 29.5.2013]. Dostupné z:  
<http://www.inductotherm.com/ProdInductionFurnaces.htm>
- [13] UltraGlow® Induction Hardening [online]. Advanced Heat Treat Corp., ©2013. Poslední změna 13.12.2011. [Cit. 29.5.2013]. Dostupné z:  
<http://www.ahtweb.com/services/ultraglowreg-induction-hardening.aspx>