

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA TECHNOLOGIÍ A MĚŘENÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Vliv stínění elektromagnetického pole na účinnost systému
bezkontaktního přenosu energie**

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Filip ZRUBECKÝ**
Osobní číslo: **E15N0049P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Komerční elektrotechnika**
Název tématu: **Vliv stínění elektromagnetického pole na účinnost systému bezkontaktního přenosu energie**
Zadávací katedra: **Katedra technologií a měření**

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

1. Popište základní vlastnosti a principy systému bezdrátového přenosu energie.
2. Vytvořte parametrický model vysílací a přijímací cívky vhodný pro výpočet metodou konečných prvků.
3. Navrhněte vhodné uspořádání stínění elektromagnetického pole.
4. Porovnejte provozní vlastnosti systému využívajícího/nevyžívajícího stínění.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah kvalifikační práce: 40 - 60 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

1. Elektronické informační zdroje IEEE (dostupné přes knihovnu ZČU - <http://ieeexplore.ieee.org/>)


Vedoucí diplomové práce:

Ing. Vladimír Kindl, Ph.D.


Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Datum zadání diplomové práce: **14. října 2016**

Termín odevzdání diplomové práce: **19. května 2017**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Doc. Ing. Aleš Hamáček, Ph.D.
vedoucí katedry

V Plzni dne 14. října 2016

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá stíněním a jeho účinky na parametry systému bezdrátového přenosu energie. V práci je popsán systém se sériovou kompenzací na primární i sekundární straně a jsou odvozeny jeho parametry. V další části jsou popsány účinky magnetického pole na lidské zdraví spolu s doporučením organizace ICNIRP. Poté jsou navrženy soustavy stínění a vyhodnoceny elektrické parametry a parametry magnetického pole systému pomocí programu ANSYS Electronics. V závěru jsou shrnuty výsledky simulace a porovnány parametry systému se stíněním s nestíněným systémem.

Klíčová slova

Bezdrátový přenos energie, rezonance, činitel vazby, indukčnost, účinnost, stínění.

Abstract

This master's thesis aims to describe a wireless power transfer shielding and its impact on parameters of the whole WPT system. This paper deals with the system that is series compensated on both primary and secondary sides. Next, the impact of magnetic field on human health and the recommendations of the ICNIRP organization are described. After that the systems of shielding are presented and simulated in ANSYS Electromagnetic software. Consequently, the results of the analysis are discussed and the shielded system is compared with the non-shielded system.

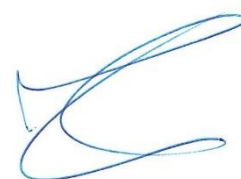
Key words

Wireless power transfer, resonance, coupling coefficient, inductance, efficiency, shielding.

Prohlášení

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

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



V Plzni dne 17.5.2017

.....
Filip Zrubecký

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Vladimíru Kindlovi, Ph.D., za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Obsah

Seznam symbolů a zkratek	8
1 Elektromagnetické pole	12
1.1 Vířivé proudy	13
1.2 Magnetické vlastnosti látek	14
1.2.1 Magnetická polarizace feromagnetik	15
2 Bezdrátový přenos energie	16
2.1 Rezonance	16
2.1.1 Sériový rezonanční obvod	16
2.1.2 Paralelní rezonanční obvod	19
2.2 Činitel jakosti.....	19
2.3 Systém se dvěma cívkami.....	21
2.3.1 Účinnost a výkon.....	23
<i>Optimální zátěž</i>	27
<i>Provozní režimy</i>	29
<i>Metoda přepočtení zátěže</i>	30
2.4 Vícecívkové systémy	33
2.4.1 Systém se čtyřmi cívkami	34
3 Účinky elektromagnetického pole na lidské zdraví	35
3.1 Ochranná doporučení.....	36
4 Model a stínění	38
4.1 Geometrický model.....	38
4.2 Stínění	39
4.2.1 Náklady stínění	40
4.3 Výpočetní modely	40
4.3.1 Soustava bez stínění	41
4.3.2 Soustava 3.....	42
4.3.3 Soustava 4.....	43
4.4 Transientní analýza.....	43
5 Výsledky analýzy eddy currents	45
6 Výsledky transientní analýzy	46
6.1 Přídavné stínění	51
6.2 Účinnost.....	53
6.3 Výkon.....	56
7 Závěr	60
Seznam obrázků	61
Seznam tabulek	63
Seznam literatury	64
Příloha 1	66
Příloha 2	67

Seznam symbolů a zkratk

Symbol	Význam	Jednotka
a	průřez	m^2
B	magnetická indukce	T
B	šířka pásma	Hz
C	kapacita	F
C_1	kapacita kondenzátoru primární strany	F
C_2	kapacita kondenzátoru sekundární strany	F
D	elektrická indukce	C/m^2
d	vzdálenost cívek	m
E	intenzita elektrického pole	V/m
E_i	vnitřní elektrické pole lidského těla	V/m
f	frekvence	Hz
F_e	síla elektrického pole	N
f_r	rezonanční frekvence	Hz
G	vodivost	S
H	intenzita magnetického pole	A/m
h	vzdálenost cívek	m
I	elektrický proud	A
I_1	proud primárním obvodem	A
I_2	proud sekundárním obvodem	A
J	proudová hustota	A/m
k	činitel vazby	-
L	indukčnost	H
L_1	vlastní indukčnost primární cívky	H
L_2	vlastní indukčnost sekundární cívky	H
L_x	přepočtená indukčnost	H
M	vzájemná indukčnost	H
M_{12}	vzájemná indukčnost cívek L_1 a L_2	H
M_{13}	vzájemná indukčnost cívek L_1 a L_3	H
M_{14}	vzájemná indukčnost cívek L_1 a L_4	H
M_{23}	vzájemná indukčnost cívek L_2 a L_3	H
M_{24}	vzájemná indukčnost cívek L_2 a L_4	H
M_{34}	vzájemná indukčnost cívek L_3 a L_4	H
P_1	výkon primární strany	W
P_{max}	maximální výkon zátěže	W

P_z	výkon zátěže	W
Q	činitel jakosti	-
Q	elektrický náboj	C
Q_1	činitel jakosti primární cívky	-
Q_2	činitel jakosti sekundární cívky	-
R	odpor	Ω
r	poloměr	m
R'_2	přepočtený odpor R_2	Ω
R_1	odpor vinutí primární cívky	Ω
r_1	poloměr primární cívky	m
R_2	odpor vinutí sekundární cívky	Ω
r_2	poloměr sekundární cívky	m
R_{ohm}	ohmické ztráty	Ω
R_r	radiační ztráty	Ω
R_{ref}	ekvivalentní zátěž	Ω
R_z	odpor zátěže	Ω
R_{zdroje}	odpor zdroje	Ω
R_{zopt}	optimální odpor	Ω
S	plocha	m ²
t	čas	s
U_{AB}	elektrické napětí	V/m
U_{mAB}	magnetické napětí	A
U_z	napájecí napětí	V
v	rychlost	m/s
X, Y, Z	roviny	-
X_1	reaktance primárního obvodu	Ω
X_2	reaktance sekundárního obvodu	Ω
Y	admittance	S
Z	impedance	Ω
Z_{ref}	ekvivalentní zátěž	Ω
$Z_{zátěže}$	impedance zátěže	Ω
Γ	vlastní ztráty	Ω
δ	hloubka vniku	m
ε	permitivita	-
η	účinnost	-
μ	permeabilita	-
μ_0	permeabilita vakua	-

μ_r	relativní permeabilita	-
ρ	rezistivita	Ωm
Φ	magnetický indukční tok	Wb
Ψ	elektrický indukční tok	C
ω	kmitočet	rad/s
ω_r	rezonanční kmitočet	rad/s

Zkratka

ICNIRP

BPE

S–S

S–P

P–S

P–P

Význam

International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection

bezdrátový přenos energie

sériová kompenzace na obou stranách obvodu

sério-paralelní kompenzace

paralelně-sériová kompenzace

paralelní kompenzace na obou stranách obvodu

Úvod

Myšlenka bezdrátového přenosu energie se datuje až do dob Nicola Tesly. Tesla ve své laboratoři v Colorado Springs experimentoval s bezdrátovým přenosem energie již na počátku 20. století. Neměl ale dostatek finančních prostředků a technologie v té době nebyly dostatečně pokročilé na to, aby ve svých experimentech pokračoval. [1]

Postupný vývoj elektrotechniky a masivní růst odvětví mobilních přístrojů zapříčinil obnovení zájmu o bezdrátový přenos energie. Kapacity baterií a nutnost dobíjení většiny přístrojů skrze přímé připojení na síť značně snižují komfort a smysl jejich využívání a zpomaluje jejich vývoj. Připojení na síť je v současné době stále nejvyužívanější metoda nabíjení, ale např. v oblasti mobilních telefonů se bezdrátové nabíjení dostává do popředí. Můžeme tedy počítat s tím, že se tato technologie rozšíří i do dalších oblastí elektrotechniky jako dobíjení elektromobilů, biomedicínských přístrojů, dronů, napájení elektrických světel apod. V roce 2008 bylo založeno konsorcium bezdrátového přenosu, které v současnosti shrnuje stovky společností a založilo standard bezdrátového nabíjení *Qi*. Tento standard v současnosti registruje 1408 zařízení. [1], [2], [3], [4]

Dva hlavní principy bezdrátového přenosu energie jsou: přenos vlivem induktivní vazby a přenos vlivem kapacitní vazby. Kapacitní vazba je využitelná na velmi malé vzdálenosti a je náročnější na optimalizaci elektrického obvodu. Induktivní vazba umožňuje přenést větší rozsahy výkonů na vyšší škálu vzdáleností. [1], [3]

Systémy s induktivní vazbou vytváří silné magnetické pole, které má nezanedbatelné vlivy na zdraví člověka, a proto je nutné jej stínit. Organizace ICNIRP se touto problematikou zabývá, poskytuje normy a doporučení na parametry magnetického pole. Doporučení této organizace slouží jako podklady pro vyhodnocení pole v této práci. Stínění má nicméně vliv na parametry celého systému a není možné ho při návrhu zanedbat. [5]

Tato práce se výše zmíněnou problematikou stínění zabývá. Nejprve budou obecně nastíněny základní principy a veličiny elektromagnetického pole. Dále bude detailně popsán systém bezdrátového přenosu energie využívajícího induktivní vazbu. V neposlední řadě budou v práci zmíněny účinky elektromagnetického pole na lidské zdraví a budou definovány povolené hodnoty velikosti pole, které mohou působit na člověka (Dle norem organizace ICNIRP). Jako poslední bude navrženo stínění na reálný model bezdrátového přenosu energie a bude provedena simulace v programu ANSYS Electronics.

1 Elektromagnetické pole

Elementární veličinou elektromagnetického pole je elektrický náboj Q [C]. V přírodě rozlišujeme náboje na volné a vázané. Volné náboje jsou elektrony v kovech nebo ionty v elektrolytech. Vázané náboje vznikají polarizací dielektrik. Pohyb nábojů definuje elektrický proud I : [6]

$$I(t) = \frac{dQ(t)}{dt} \text{ [A]} \quad (1)$$

Elektromagnetické pole se dělí na složku elektrickou a magnetickou. Základními veličinami, jež tato pole popisují, jsou intenzita elektrického pole \vec{E} a magnetická indukce \vec{B} . Pomocí náboje můžeme \vec{E} vyjádřit jako: [6]

$$\vec{E} = \frac{\vec{F}_e}{Q} \left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right] \quad (2)$$

Elektrická intenzita je síla působící na jednotkový náboj, kde \vec{F}_e je síla elektrického pole. Magnetická indukce je definovaná silovými účinky magnetického pole na pohybující se náboj. [6]

$$\vec{F}_m = Q(\vec{v} \times \vec{B}) \quad (3)$$

Další dvě veličiny, které popisují elektromagnetické pole a přímo souvisejí s intenzitou elektrického pole a magnetickou indukcí jsou:

1. elektrická indukce \vec{D} ,
2. intenzita magnetického pole \vec{H} .

Souvislosti těchto veličin se dají vyjádřit pomocí bezrozměrných materiálových konstant permeability μ a permitivity ε jako: [6]

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \left[\frac{\text{C}}{\text{m}^2} \right] \quad (4)$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \vec{B} \left[\frac{\text{A}}{\text{m}} \right] \quad (5)$$

Pro ucelené pochopení elektromagnetického pole je ještě nutné definovat toky a napětí. Tyto veličiny lze napsat jako: [6]

Elektrické napětí

$$U_{AB} = \int_A^B \vec{E} d\vec{l} \text{ [V]} \quad (6)$$

Elektrické napětí chápeme jako práci potřebnou pro přesun náboje Q z bodu A do bodu B . [6]

Magnetické napětí

$$U_{mAB} = \int_A^B \vec{H} d\vec{l} \text{ [A]} \quad (7)$$

Protéká-li vodičem elektrický proud, vzniká kolem něj magnetické pole o intenzitě \vec{H} . Velikost intenzity pole je dána velikostí magnetického napětí, které je rozloženo po délce siločáry. Čím je siločára delší, tím je magnetické pole slabší. [6]

Elektrický indukční tok

$$\vec{\psi} = \int_S \vec{D} d\vec{S} \text{ [C]} \quad (8)$$

Magnetický indukční tok

$$\vec{\Phi} = \int_S \vec{B} d\vec{S} \text{ [Wb]} \quad (9)$$

Magnetickým tokem myslíme celkové magnetické pole o intenzitě \vec{B} , která prochází plochou \vec{S} . Každá siločára pole, jenž plochou prochází, přispívá k celkovému toku. [7]

1.1 Vířivé proudy

Pokud na masivní vodivé těleso působí časově proměnné magnetické pole, indukuje se do něj napětí a tečou jím proudy. Tyto proudy se nazývají vířivé proudy a jejich vlivem vznikají v tělese Jouleovy ztráty. Vířivé proudy také vytváří vlastní magnetické pole, působící na původní magnetické pole, které tyto proudy vyvolalo. Tyto účinky jsou v určitých případech žádoucí (např. indukční ohřev nebo stínění elektromagnetického pole), ale na jejich základě vznikají ztráty, které negativně ovlivňují účinnost zařízení. [6]

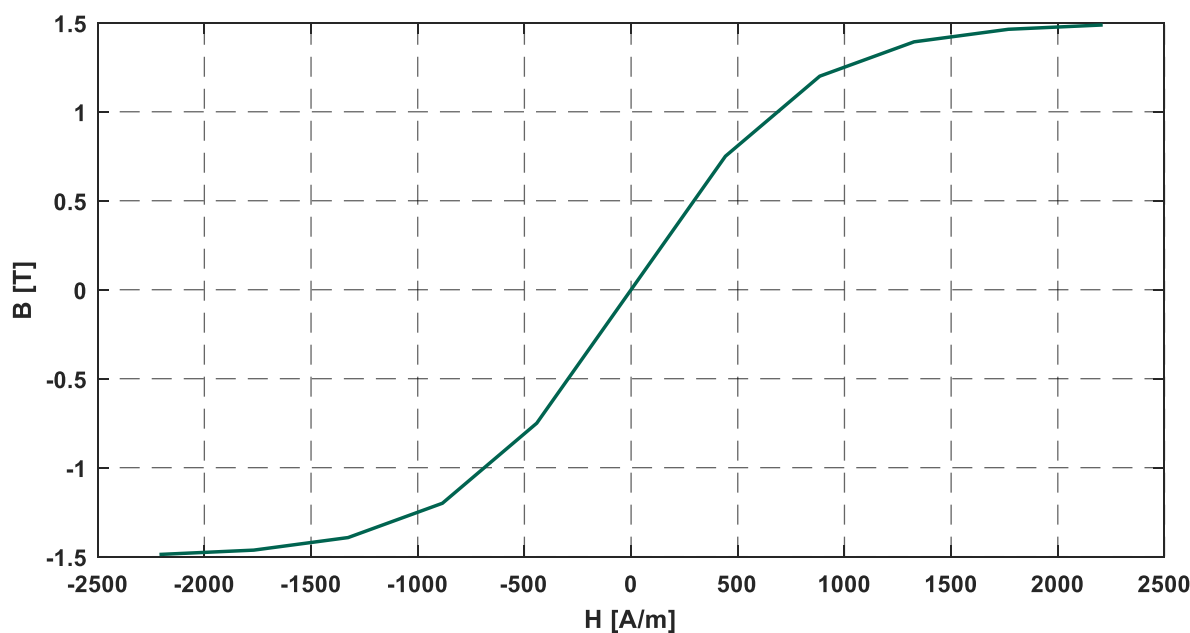
1.2 Magnetické vlastnosti látek

Z pohledu magnetického pole dělíme látky na 3 základní kategorie:

1. diamagnetika: $\mu_r < 1$,
2. paramagnetika: $\mu_r > 1$,
3. feromagnetika: $\mu_r \gg 1$.

Při působení magnetického pole na tyto látky se intenzita a indukce magnetického pole v objemu diamagnetik snižuje, v paramagnetikách nepatrně zvyšuje a ve feromagnetikách velmi zvyšuje. Diamagnetika vytlačují siločáry ze svého objemu, naopak feromagnetika se snaží do svého objemu přitáhnout co nejvíce siločar. [6]

Závislost magnetické indukce na intenzitě magnetického pole je u paramagnetik a diamagnetik lineární. Feromagnetika mají tuto závislost nelineární a při malé intenzitě pole lze v jejich objemu dosáhnout velmi silné indukce. Pokud je feromagnetikum plně odmagnetované a začneme na něj působit magnetickým polem o intenzitě \vec{H} , začne se indukce zvyšovat. Tuto charakteristiku popisuje křivka, které říkáme křivka prvotní magnetizace. Po dosažení určité velikosti \vec{H} se materiál nasytí a indukce téměř neroste. Na následujícím obrázku je křivka prvotní magnetizace materiálu s relativní permeabilitou o velikosti 1350, který se při hodnotě indukce 1,5 T nasytí.



Obr. 1 Křivka prvotní magnetizace feromagnetického materiálu

Magnetizace feromagnetických materiálů závisí i na předchozím stavu nasycení. Pokud je materiál již zmagnetován a začneme snižovat intenzitu pole, snižuje se magnetická indukce. Indukce ale nekopíruje křivku prvotní magnetizace, ale klesá pomaleji. Když budeme takto pokračovat a dosáhneme intenzity 0, nachází se v materiálu stále remanentní indukce. Pro to, abychom materiál odmagnetovali, musíme působit intenzitou $-\vec{H}$. Taková křivka tvoří smyčku, která se nazývá hysterezní smyčka. Tuto charakteristiku dělíme na statickou a dynamickou, která zohledňuje vlivy vířivých proudů.

Feromagnetika se dále dělí dle tvaru jejich magnetizační smyčky na magneticky měkká a tvrdá. Magneticky měkká feromagnetika mají hysterezní smyčku úzkou a křivku prvotní magnetizace strmou. Mezi magneticky měkké materiály patří například křemíková ocel, technické železo apod. [6]

Magneticky tvrdá feromagnetika mají širokou hysterezní smyčku a k jejich odmagnetování je potřeba mnohem větší intenzity magnetického pole než u magneticky měkkých feromagnetik. Tato feromagnetika se využívají jako permanentní magnety a patří mezi ně uhlíkové ocele, tvrdé ferity apod. [6]

1.2.1 Magnetická polarizace feromagnetik

Na rozdíl od ostatních materiálů, feromagnetika lze poměrně snadno magneticky polarizovat. Magnetické momenty atomů v doménách materiálu tvoří výsledný magnetický moment, který se nazývá směr snadné magnetizace. Působíme-li na feromagnetikum vnějším magnetickým polem, magnetické momenty se natočí ve směru magnetizace a celkové pole materiálu bude mít značnou velikost. [6]

Magnetické ferity mají takovou vlastnost, že jejich magnetické momenty atomů jsou stejně velké a uspořádané antiparalelně. Oproti klasickým feromagnetikům je jejich výsledná magnetizace slabší. [6]

2 Bezdrátový přenos energie

Bezdrátovým přenosem energie (BPE) myslíme takový přenos, kde je elektromagnetická energie přenášena z jejího zdroje směrem k zátěži bez využití vodičů, které by je spojovaly. BPE můžeme zjednodušeně klasifikovat jako zářivý a nezářivý. Zářivým BPE myslíme přenos např. pomocí signálu ve formě elektromagnetické vlny na kilometrové vzdálenosti s využitím antény. Takový přenos signálu je velmi neúčinný vzhledem k jeho směrovosti. Nezářivý přenos energie můžeme rozdělit na přenos pomocí induktivní vazby a magnetické rezonanční vazby. [1]

Systém s induktivní vazbou je nejvíce efektivní, pokud je mezi primární a sekundární cívkou nízkou vzdálenost. Dalším důležitým faktorem je vzájemné zarovnání cívek vůči sobě. Jakékoli vychýlení negativně ovlivňuje účinnost. Rezonanční vazba obecně funguje na bázi dvou rezonátorů, jenž jsou naladěny na stejnou rezonanční frekvenci. Tato metoda je schopna přenést energii s vyšší účinností na vyšší vzdálenosti než metoda induktivní vazby. Faktory, které ovlivňují účinnost tohoto systému jsou: geometrie cívek, činitel jakosti cívek Q , velikost energie, vazební parametry a frekvence. [1], [8]

2.1 Rezonance

Rezonančním obvodem myslíme obvod složený z cívky, kondenzátoru a odporu, kde se energie kondenzátoru a cívky střídavě přelévá mezi sebou. Celý tento dvojpól se chová pouze jako odpor a zdroj, který do obvodu dodává jen činný výkon. [9]

2.1.1 Sériový rezonanční obvod

Sériový rezonanční obvod se skládá z dvojpólu RLC a zdroje střídavého napětí zapojených do série. Potlačení jalové složky a vzniku rezonance dosáhneme, pokud platí Thomsonův vztah:

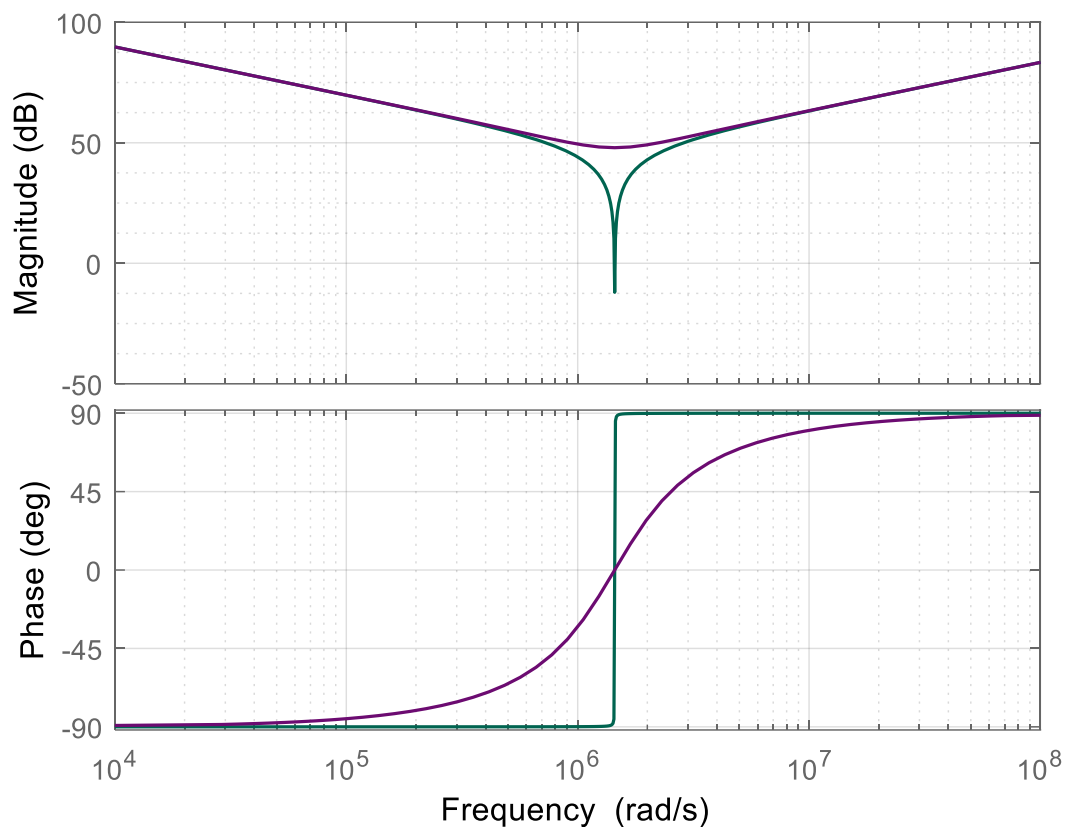
$$\omega_r = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (10)$$

Kde ω_r je rezonanční kmitočet a f_r představuje rezonanční frekvenci. [9]

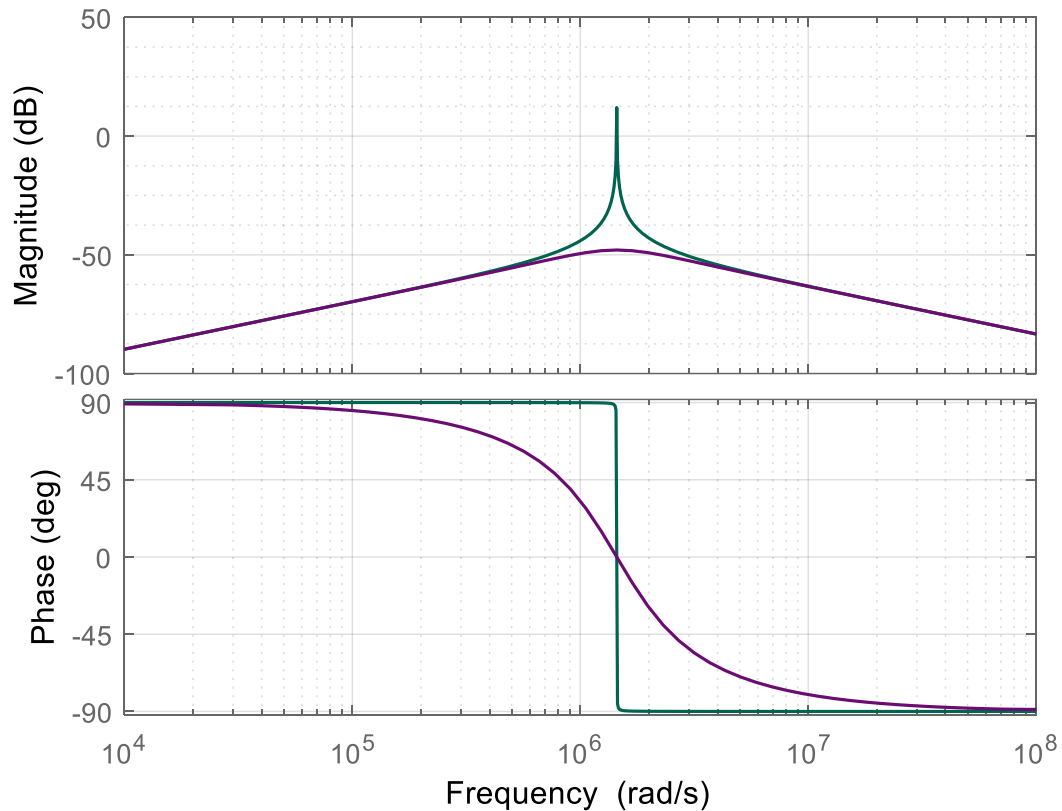
Impedanci RLC dvojpólu můžeme vyjádřit jako:

$$\bar{Z} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (11)$$

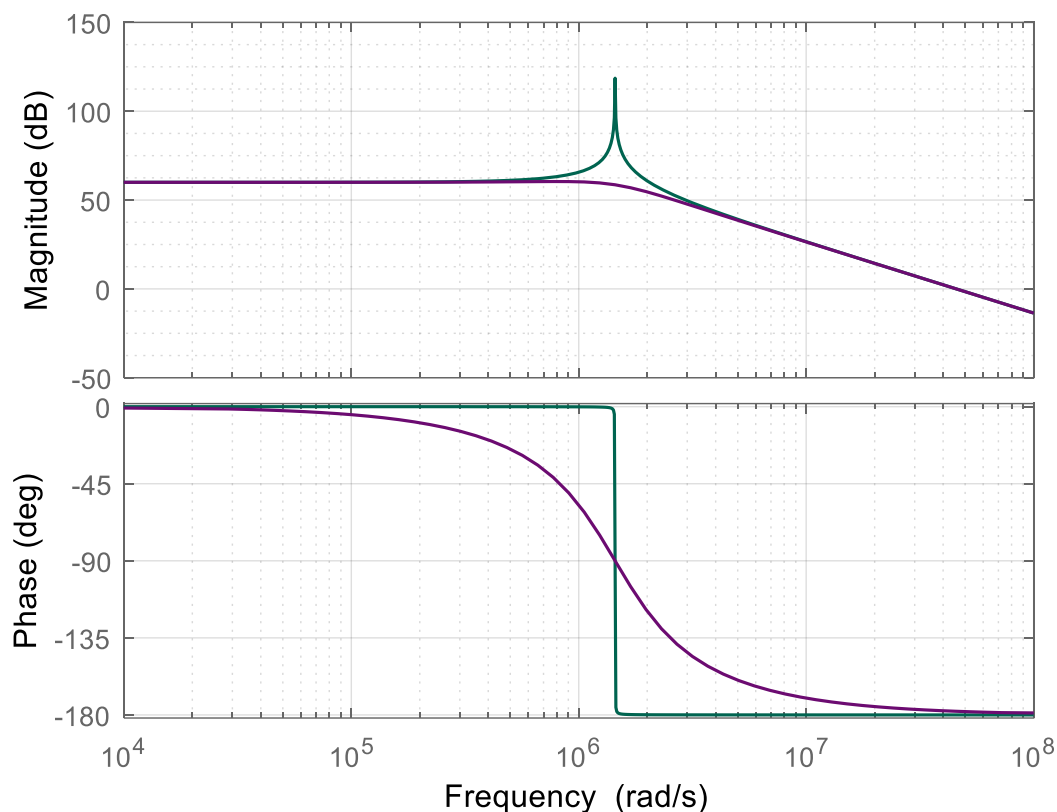
Uvažujme sériový RLC obvod, kde platí: $C = 3,2488$ nF, $L = 147,39$ μ H (tyto parametry korespondují se systémem bez stínění v kapitole 6). Vypočteme průběhy impedance, proudu a napětí pro dva odpory: $R_1 = 0,25$ Ω (v grafu zeleně) a druhý pro $R_2 = 250$ Ω (fialově).



Obr. 2 Impedance obvodu v závislosti na frekvenci



Obr. 3 Proud protékající obvodem v závislosti na frekvenci



Obr. 4 Napětí v závislosti na frekvenci

Napětí na cívce a kondenzátoru jsou od sebe posunuta o 180° a napětí na rezistoru je tedy rovno napětí zdroje. Proud nabývá při rezonančním kmitočtu nejvyšších hodnot, neboť jak již bylo řečeno, obvod má pouze činný odpor R . [9]

Proud při kmitočtu $\omega < \omega_r$ respektive $\omega > \omega_r$ nabývá velmi nízkých hodnot. Můžeme říci, že rezonanční obvod je tedy jistým filtrem, který propouští pouze proudy blízké rezonanční frekvenci. Tvar rezonanční křivky proudu udává tzv. činitel jakosti Q . Čím je činitel jakosti vyšší, tím je propustné pásmo užší a křivka proudu strmější. [9]

Z charakteristik dále můžeme vidět, že čím je činný odpor R vyšší, tím nižší jsou hodnoty proudů a napětí. Pásmo rezonance se rozšiřuje, protože je nižší činitel jakosti Q , viz následující výpočty:

$$Q_{R=0,25} = \frac{\omega_r L}{R} = \frac{2\pi \cdot 230 \cdot 10^3 \cdot 147,39 \cdot 10^{-6}}{0,25} = 852 \quad (12)$$

$$Q_{R=250} = \frac{\omega_r L}{R} = \frac{2\pi \cdot 230 \cdot 10^3 \cdot 147,39 \cdot 10^{-6}}{250} = 0,852 \quad (13)$$

Z tohoto důvodu se u bezdrátového přenosu energie snažíme co nejvíce minimalizovat činný odpor vinutí, abychom dosáhli nejvyšší možné účinnosti. Činitel jakosti bude více přiblížen v kapitole 2.2.

2.1.2 Paralelní rezonanční obvod

Pro paralelní rezonanci platí rovnice (20). U tohoto obvodu je vhodné vyšetřit komplexní admitanci jako: [9]

$$\bar{Y} = G + j\omega C \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right) \quad (14)$$

Při rezonanční frekvenci dosahuje impedance nejvyšších hodnot. Celkový proud obvodu dosahuje svého minima a je mnohem nižší, než velikost proudu protékající větvemi cívky a kondenzátoru. [9]

Pro frekvence $f < f_r$ je proud na kondenzátoru nižší než na cívce a obvod má induktivní charakter. Při vyšších frekvencích než rezonančních, je obvod kapacitního charakteru a proud protékající kondenzátorem vyšší. [9]

2.2 Činitel jakosti

Činitel jakosti lze obecně chápat jako poměr energie prvku ku ztrátám na něm vzniklým. Uvažujme kruhovou cívku s vlastním parazitním odporem. Její činitel jakosti lze vyjádřit jako: [1], [10]

$$Q = \frac{\omega}{2\Gamma} = \frac{\omega L}{R} \quad (15)$$

Kde L je vlastní indukčnost a R odpor vinutí cívky. Γ představuje vlastní ztráty definované jako: [11]

$$\Gamma = \frac{R_{ohm} + R_r}{2L} \quad (16)$$

R_r jsou radiační ztráty.

Můžeme tedy říci, že cívky s vysokým činitelem jakosti jsou obecně kvalitnější a vznikají na nich nižší ztráty. Vlastní indukčnost této cívky lze napsat jako: [1]

$$L = \mu_0 r \left[\ln \left(\frac{8 \cdot r}{a} \right) - 1,75 \right]; \text{ za předpokladu, že: } \frac{a}{r} \ll 1 \quad (17)$$

Kde a představuje průřez cívek a r jejich poloměr.

Parazitní odpor kruhových cívek můžeme odvodit jako: [1]

$$Rp = \frac{2l\rho}{\pi a\delta}; \delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad (18)$$

Kde δ je hloubka vniku.

Činitel jakosti se obdobně vyjadřuje i pro celý rezonanční systém, jak již bylo nastíněno v kapitole 2.2. Pro sériovou rezonanci se činitel jakosti vyjadřuje jako poměr rezonančního napětí na cívce, nebo kondenzátoru ku napětí na dvojpólu, a to jako: [9]

$$Q = \frac{\omega_r L}{R} = \frac{1}{\omega_r RC} \quad (19)$$

Při vyšetřování paralelního obvodu se činitel jakosti určí jako poměr proudu procházející cívkou vůči rezonančnímu proudu protékajícímu dvojpólem. Činitel jakosti je proto definován jako: [9]

$$Q = \frac{R}{\omega_r L} = \omega_r CR \quad (20)$$

S činitelem jakosti úzce souvisí i šířka pásma B , která představuje frekvence na obou stranách od f_r , při kterých je velikost výkonu rezonančního systému poloviční. Vyšetříme-li šířku pásma obvodu v kapitole 2.1.1 dostaneme:

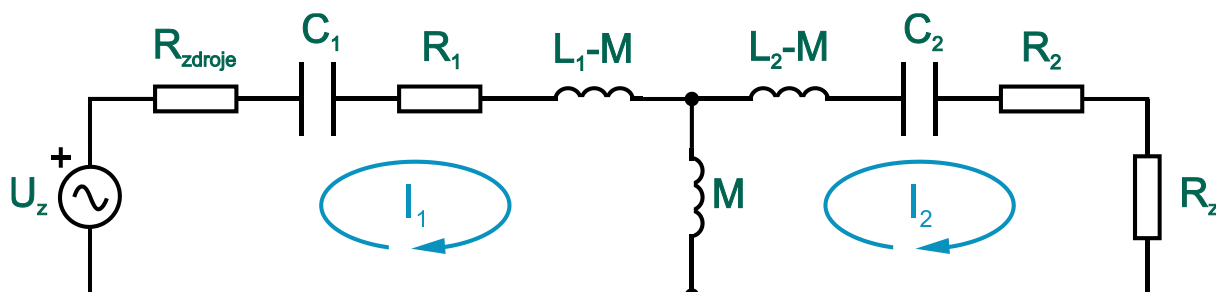
$$B_{R=0,25} = \frac{f_r}{Q_{R=0,25}} = \frac{230 \cdot 10^3}{852} = 269,95 \text{ Hz} \quad (21)$$

$$B_{R=250} = \frac{f_r}{Q_{R=250}} = \frac{230 \cdot 10^3}{0,852} = 269,95 \text{ kHz} \quad (22)$$

Šířka pásma je tedy definována poměrem rezonanční frekvence a činitele jakosti systému. Vidíme, že koresponduje s grafy v kapitole 2.1.1. Čím vyšší je činitel jakosti, tím vyšší je i selektivita obvodu.

2.3 Systém se dvěma cívkami

Konvenční systém se dvěma cívkami se skládá ze dvou cívek, jejich parazitních odporů, kompenzačních kondenzátorů a připojené zátěže. Schéma takového systému můžeme vyjádřit ekvivalentním obvodem na následujícím obrázku. [1]



Obr. 5 Ekvivalentní obvod systému s dvěma cívkami [1]

Kompenzace ladíacími kondenzátory se doporučuje na primárním i sekundárním obvodu. Čtyři základní topologie jsou: [1], [12]

1. sériová–sériová (S–S),
2. sériová–paralelní (S–P),
3. paralelní–sériová (P–S),
4. paralelní–paralelní (P–P).

Nejprve se určí velikost kondenzátoru C_2 tak, aby napájecí napětí a proud byly ve fázi a obvod rezonoval. Velikost kondenzátoru C_1 se stanoví dle topologie obvodu: [12], [13]

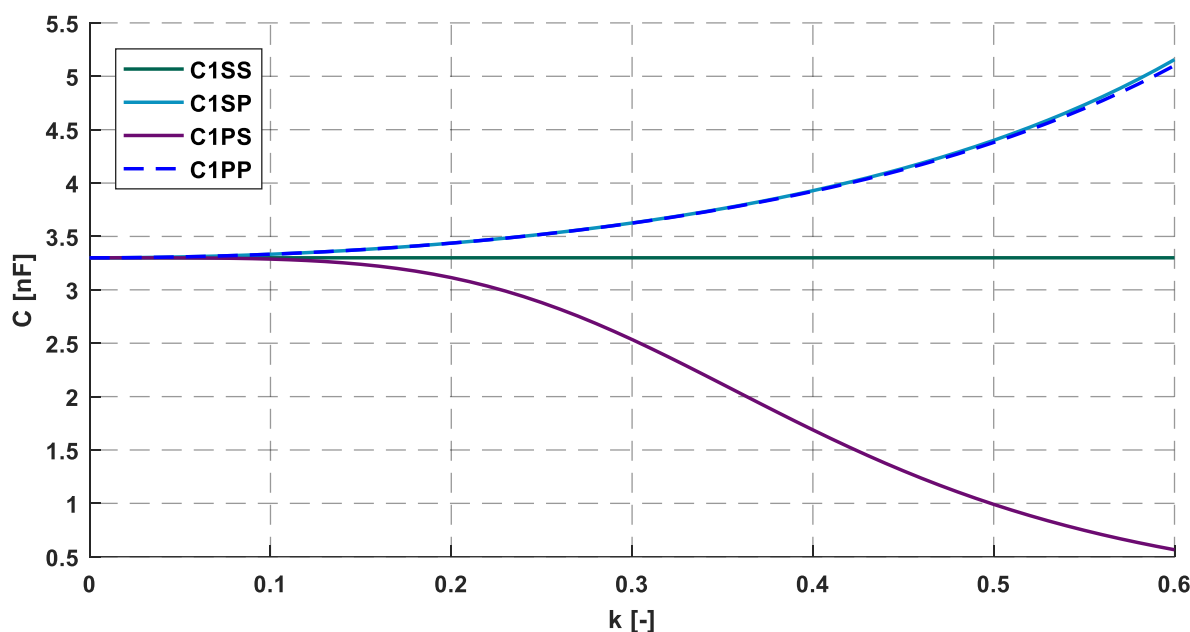
$$SS: C_1 = \frac{C_2 L_2}{L_1} \quad (23)$$

$$SP: C_1 = \frac{C_2 L_2}{L_1} \left(\frac{1}{1 - k^2} \right) \quad (24)$$

$$PS: C_1 = \frac{C_2 L_2}{L_1} \left(\frac{1}{Q^2 k^4 + 1} \right) \quad (25)$$

$$PP: C_1 = \frac{C_2 L_2}{L_1} \left(\frac{1 - k^2}{(Q^2 k^4 + 1 - k^2)^2} \right) \quad (26)$$

Pokud budeme uvažovat parametry systému definovaného v kapitole 2.1.1, dostaneme:



Obr. 6 Závislost primární kompenzační kapacity C_1 na činiteli vazby

Z Obr. 6, který je uveden výše, plyne, že pro vyšší pracovní vzdálenosti cívek (kdy $k < 0,1$) je možné použít na obou stranách obvodu kondenzátory o stejné kapacitě. Uvažujeme-li stejné cívky a sériovou kompenzaci na obou stranách obvodu, tak velikost kondenzátoru C_1 na činiteli jakosti nezávisí. [12]

Pokud bychom uvažovali stejnosměrné napájení, ovlivňuje topologie obvodu chování sekundárního obvodu. Při sériové kompenzaci na sekundární straně se obvod chová jako zdroj napětí a při paralelní kompenzaci jako zdroj proudu. [12]

Uvažujeme-li kruhové cívky, můžeme činitel vazby napsat jako: [1]

$$k = \frac{1}{\left[1 + 1,33 \left(\frac{h}{\sqrt{r_1 r_2}}\right)^2\right]^{1,5}} \quad (27)$$

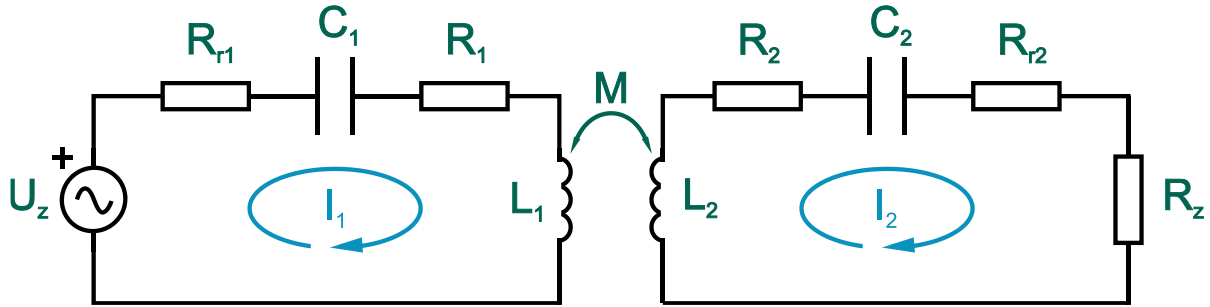
Kde h představuje vzdálenost obou cívek a $r_{1,2}$ jejich poloměr.

Nezanedbatelnou roli v účinnosti přenosu energie má i vzájemná indukčnost cívek, jenž je definována jako: [1], [9]

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (28)$$

2.3.1 Účinnost a výkon

Pro odvození účinnosti BPE se sériovou kompenzací na primární i sekundární straně použijeme symbolicko-komplexní metodu. Vycházejme ze schématu na Obr. 7:



Obr. 7 Ekvivalentní obvod systému bezdrátového přenosu energie [6]

R_1 a R_2 jsou odpory vinutí. R_{r1} a R_{r2} představují radiační ztráty, které ve výpočtech zanedbáme.

Na obvod aplikujeme 2. Kirchoffův zákon a dostaneme: [2], [14], [15]

$$\bar{I}_1(R_1 + jX_1) + \bar{I}_2j\omega M = \bar{U}_z \quad (29)$$

$$\bar{I}_2(R_2 + R_z + jX_2) + \bar{I}_1j\omega M = 0 \quad (30)$$

$$\text{Kde: } X_{(i)} = \omega L_{(i)} - \frac{1}{\omega C_{(i)}}$$

Nejprve je vhodné vyjádřit výstupní výkon P_z . Víme, že platí: [14], [2]

$$P_z = R_z I_2^2 \quad (31)$$

Ze vztahu (30) vyjádříme proud \bar{I}_1 a dosadíme ho do rovnice (29). Dostaneme:

$$\bar{I}_1 = -\bar{I}_2 \frac{(R_2 + R_z + jX_2)}{j\omega M} \quad (32)$$

$$-\bar{I}_2 \frac{(R_2 + R_z + jX_2)(R_1 + jX_1)}{j\omega M} + \bar{I}_2 j\omega M = \bar{U}_z \quad (33)$$

Rovnici (33) zjednodušíme následujícím způsobem:

$$-\bar{I}_2(R_2 + R_z + jX_2)(R_1 + jX_1) - \bar{I}_2\omega^2 M^2 = \bar{U}_z j\omega M \quad (34)$$

$$-\bar{I}_2(R_1 R_2 + R_1 R_z + R_1 jX_2 + R_2 jX_1 + R_z jX_1 - X_1 X_2 + \omega^2 M^2) = \bar{U}_z j\omega M \quad (35)$$

$$\bar{I}_2 = -\frac{\bar{U}_z j\omega M}{(R_1 R_2 + R_1 R_z + R_1 jX_2 + R_2 jX_1 + R_z jX_1 - X_1 X_2 + \omega^2 M^2)} \quad (36)$$

Jelikož vyjádřený proud \bar{I}_2 má komplexní charakter, je nutné do rovnice (31) dosadit jeho absolutní hodnotu:

$$P_z = \left| -\frac{\bar{U}_z j \omega M}{(R_1 R_2 + R_1 R_z + R_1 j X_2 + R_2 j X_1 + R_z j X_1 - X_1 X_2 + \omega^2 M^2)} \right|^2 R_z \quad (37)$$

Absolutní hodnotu proudu je nutné vyřešit dle pravidel pro řešení absolutní hodnoty komplexních čísel:

$$P_z = \frac{U_z^2 \omega^2 M^2 R_z}{|j(R_1 R_2 + R_1 R_z + R_1 j X_2 + R_2 j X_1 + R_z j X_1 - X_1 X_2 + \omega^2 M^2)|^2} \quad (38)$$

$$P_z = \frac{U_z^2 \omega^2 M^2 R_z}{|(-R_2 X_1 - R_z X_1 - R_1 X_2) + j(R_1 R_2 + R_1 R_z - X_1 X_2 + \omega^2 M^2)|^2} \quad (39)$$

$$P_z = \frac{U_z^2 \omega^2 M^2 R_z}{(\sqrt{(-R_2 X_1 - R_z X_1 - R_1 X_2)^2 + (R_1 R_2 + R_1 R_z - X_1 X_2 + \omega^2 M^2)^2})^2} \quad (40)$$

Po úpravě vychází výstupní výkon jako: [14], [2]

$$P_z = \frac{U_z^2 \omega^2 M^2 R_z}{(-R_2 X_1 - R_z X_1 - R_1 X_2)^2 + (R_1 R_2 + R_1 R_z - X_1 X_2 + \omega^2 M^2)^2} \quad (41)$$

Pro systém v rezonanci platí $X_{1,2} = 0$ a vztah kolabuje do tvaru:

$$P_z = \frac{U_z^2 \omega^2 M^2 R_z}{(R_1 R_2 + R_1 R_z + \omega^2 M^2)^2} \quad (42)$$

Nyní přistupme k odvození účinnosti, kterou lze napsat jako: [2], [14]

$$\eta = \frac{I_2^2 R_z}{I_1^2 R_1 + I_2^2 (R_2 + R_z)} = \frac{R_z}{\left(\frac{I_1}{I_2}\right)^2 R_1 + R_2 + R_z} \quad (43)$$

Z rovnic (36) a (32) lze vyjádřit proud \bar{I}_1 jako:

$$\bar{I}_1 = \bar{U}_z \frac{(R_2 + R_z + j X_2)}{(R_1 R_2 + R_1 R_z + R_1 j X_2 + R_2 j X_1 + R_z j X_1 - X_1 X_2 + \omega^2 M^2)} \quad (44)$$

Poměr proudů \bar{I}_1 a \bar{I}_2 se po zjednodušení rovná:

$$\frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} = \frac{(R_2 + R_z + j X_2)}{j \omega M} = \frac{X_2}{\omega M} - j \frac{R_2 + R_z}{\omega M} \quad (45)$$

Obdobně jako při vyjádření výkonu je nutné vyjádřit absolutní hodnotu:

$$\frac{I_1}{I_2} = \left| \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} \right| = \sqrt{\frac{X_2^2 + (R_2 + R_z)^2}{\omega^2 M^2}} \quad (46)$$

Poměr proudů dosadíme do vztahu (43):

$$\eta = \frac{R_z}{\left(\frac{X_2^2 + (R_2 + R_z)^2}{\omega^2 M^2} \right) R_1 + R_2 + R_z} \quad (47)$$

$$\eta = \frac{R_z}{\frac{(X_2^2 + (R_2 + R_z)^2) R_1 + \omega^2 M^2 (R_2 + R_z)}{\omega^2 M^2}} \quad (48)$$

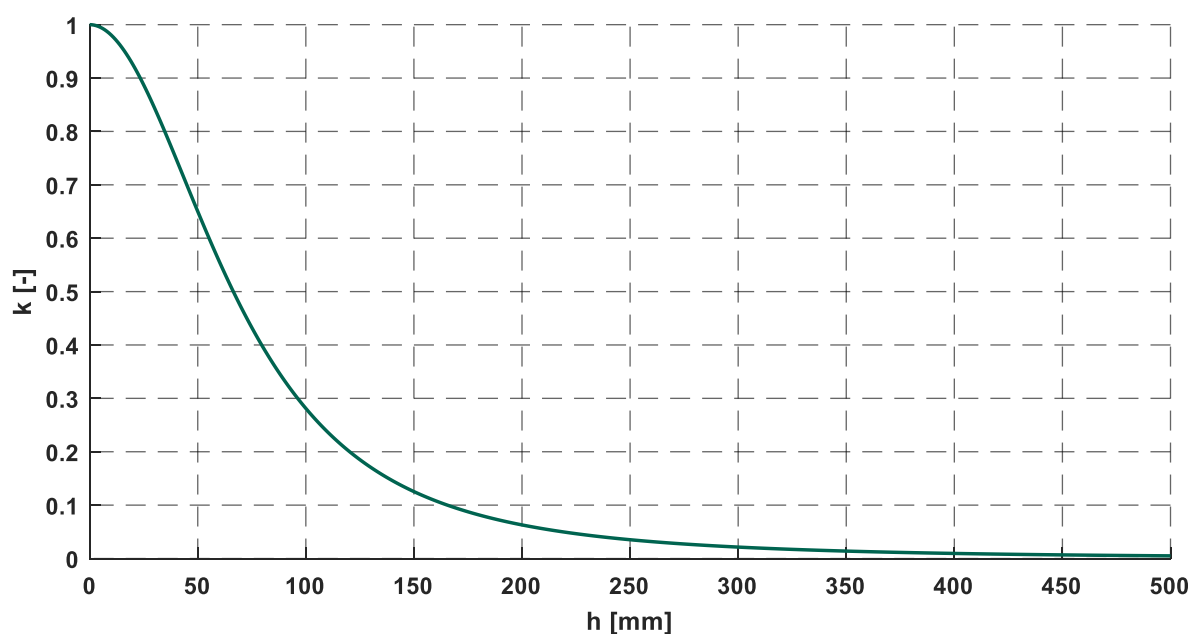
Po úpravě dostáváme vztah pro účinnost přenosu energie: [2], [14], [15], [16]

$$\eta = \frac{\omega^2 M^2 R_z}{(X_2^2 + (R_2 + R_z)^2) R_1 + \omega^2 M^2 (R_2 + R_z)} \quad (49)$$

Pro systém v rezonanci platí:

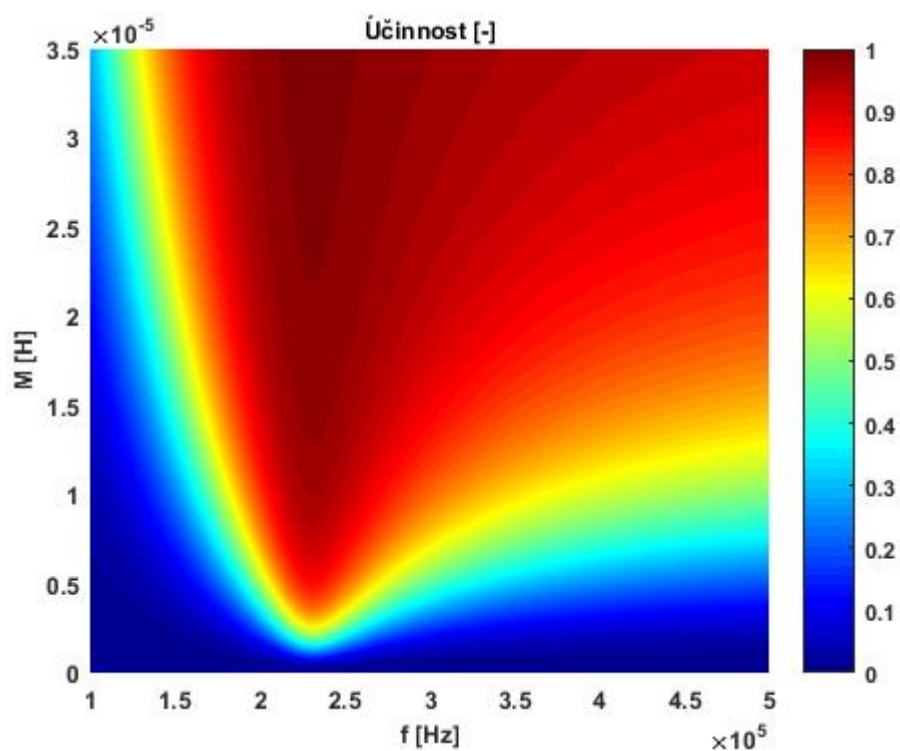
$$\eta = \frac{\omega^2 M^2 R_z}{(R_2 + R_z)^2 R_1 + \omega^2 M^2 (R_2 + R_z)} \quad (50)$$

Z rovnice (49) je patrné, že účinnost závisí na činiteli vazby k , který se zvyšující pracovní vzdáleností cívek klesá. [1]

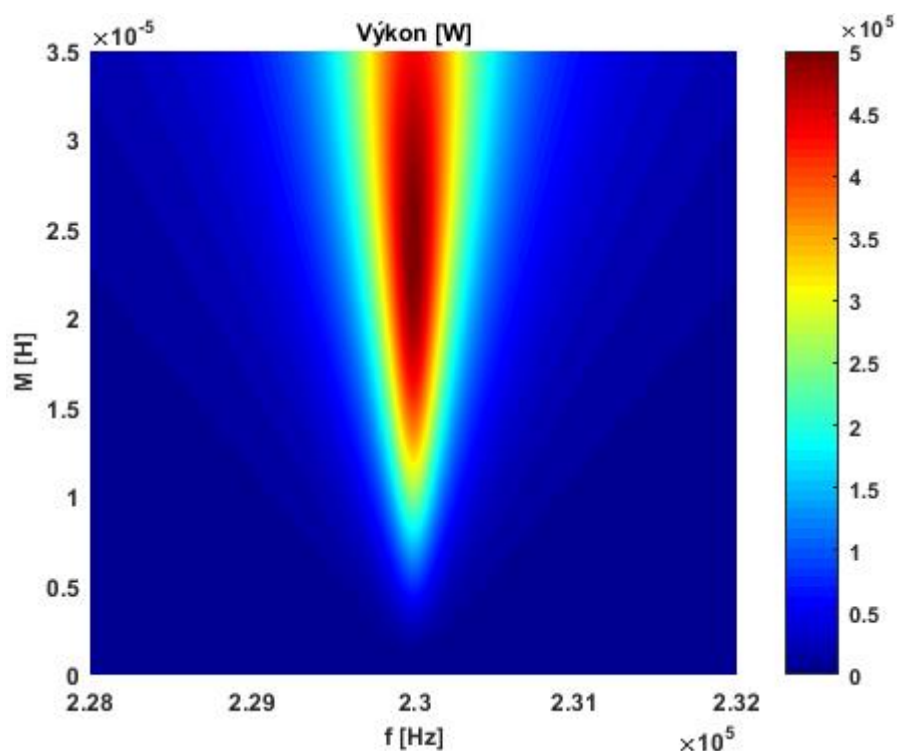


Obr. 8 Závislost činitele vazby na vzdálenosti kruhových cívek

Uvažujeme-li konstantní zátěž, tak výkon i účinnost klesá:



Obr. 9 Účinnost přenosu



Obr. 10 Výkon zátěže

Zátěž je však možné ladit tak, že lze dosáhnout maximální účinnosti i pro vyšší pracovní vzdálenosti. [2], [15]

Optimální zátěž

Pro odvození optimální zátěže vycházejme ze vztahu pro účinnost. Pro systém v rezonanci platí:

[17], [15], [16]

$$\eta = \frac{P_z}{P_1} = \frac{k^2 Q_1 Q_2 \beta}{(1 + \beta)^2 + (k^2 Q_1 Q_2)(1 + \beta)} \quad (51)$$

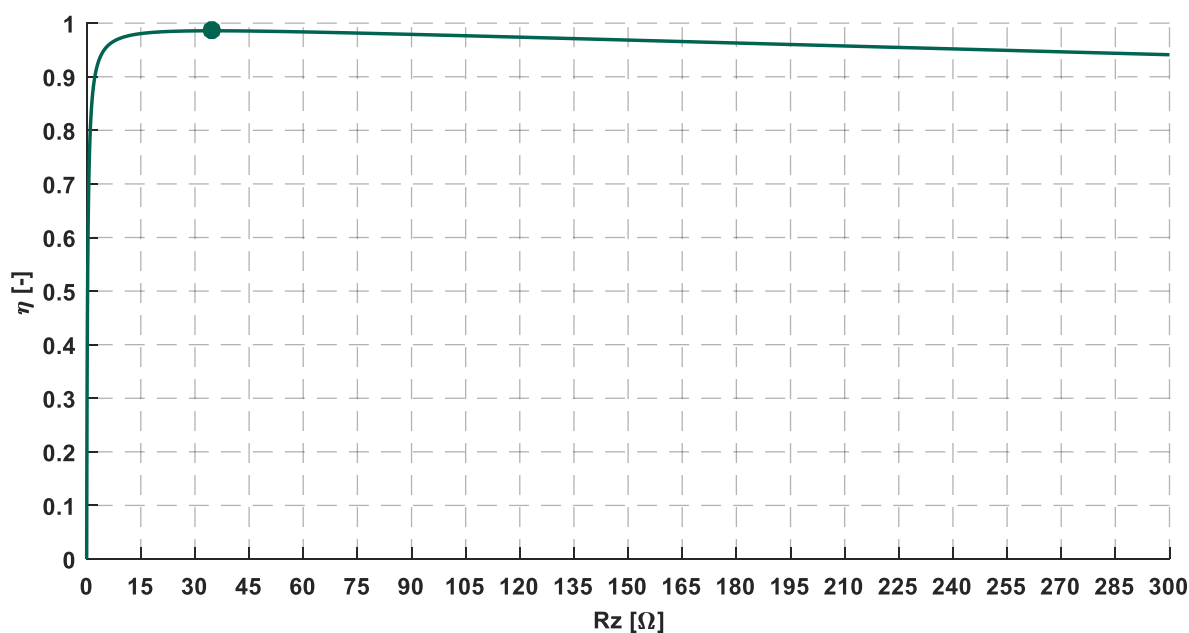
Kde:

$$\beta = \frac{R_z}{R_2} \quad (52)$$

Pokud jsou Q_1 , Q_2 a R_2 konstantní, účinnost závisí na impedanci zátěže R_z . Pro nalezení optimální zátěže, při které je účinnost nejvyšší, provedeme první derivaci a postavíme ji rovnou nule $\frac{d}{d\beta}(\eta(\beta)) = 0$. Poté dostaneme optimální odpor jako: [2], [15], [17]

$$\beta_{opt} = R_{zopt} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} = R_2 \sqrt{1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_1 + R_2}} \quad (53)$$

Tento vztah si ověříme na reálném systému v kapitole 4.3.1, jehož parametry již byly nastíněny v kapitole 2.1.1. Platí pro něj: $L_{1,2} = 147,39 \cdot 10^{-6}$ H, $R_{1,2} = 0,25$ Ω , $Q_{1,2} = 852$, $f = 230$ kHz a $k = 0,1637$. Radiční ztráty zanedbáme a budeme měnit odpor zátěže od 0 do 300 Ω .



Obr. 11 Závislost účinnosti systému na velikosti zátěže

Cívky v tomto systému jsou stejné a platí pro ně $R_1 = R_2 = R$ a $L_1 = L_2 = L$. Rovnici (53) pak lze zjednodušit do tvaru:

$$R_{zopt} = R_2 \sqrt{1 + k^2 Q^2} = R \sqrt{\frac{R^2 + k^2 \omega^2 L^2}{R^2}} = \sqrt{R^2 + k^2 \omega^2 L^2} \quad (54)$$

Po dosazení:

$$R_{zopt} = \sqrt{0,25^2 + 0,1637^2 \cdot (1,4451 \cdot 10^6 \cdot 147,39 \cdot 10^{-6})^2} = 34,8679 \Omega \quad (55)$$

Na Obr. 11 vidíme, že pro $R_z < R_{zopt}$ účinnost roste až do hodnoty R_{zopt} , při níž dosahuje nejvyšší hodnoty. Pokud budeme dále zvyšovat velikost zátěže, začne účinnost klesat.

Pokud je cílem přenos maximálního výkonu, najdeme optimální odpor tím způsobem, že provedeme první derivaci rovnice (41) $\frac{d}{dR_z}(\eta(R_z)) = 0$ a dostaneme: [2]

$$R_{zopt} = \sqrt{\frac{(\omega^2 M^2 + R_1 R_2 - X_1 X_2)^2 + (R_1 X_2 + R_2 X_1)^2}{R_1^2 + X_1^2}} \quad (56)$$

V rezonanci se v rovnici neuplatní $X_{1,2}$, proto:

$$R_{zopt} = R_2 \left(1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_1 R_2} \right) \quad (57)$$

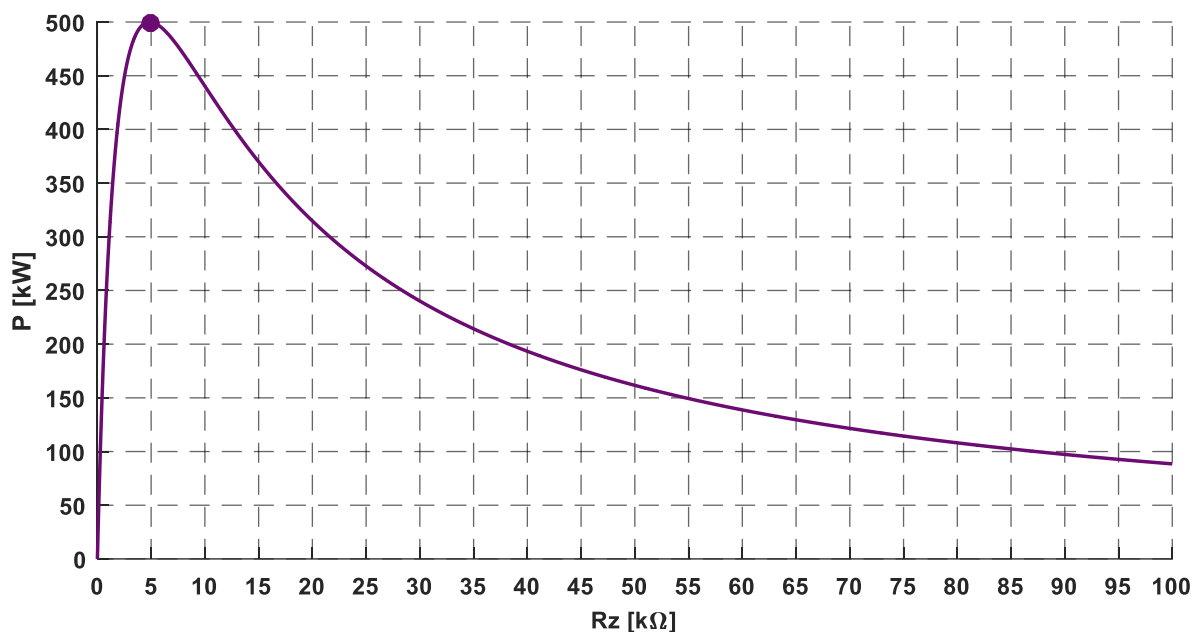
Uvažujeme-li stejné parametry jako pro vyšetření maximální účinnosti, vztah lze ještě více zjednodušit na tvar:

$$R_{zopt} = \frac{R^2 + k^2 \omega^2 L^2}{R} \quad (58)$$

Vzmemme-li v úvahu systém se stejnými parametry jako při odvození vztahu (54), tak pro $R_z < 0,100 > \Omega$ platí:

$$R_{zopt} = \frac{0,25^2 + (1,4451 \cdot 10^6 \cdot 147,39 \cdot 10^{-6})^2}{0,25} = 4,8631 \text{ k}\Omega \quad (59)$$

$$P_{max} = 499,97 \text{ kW} \quad (60)$$

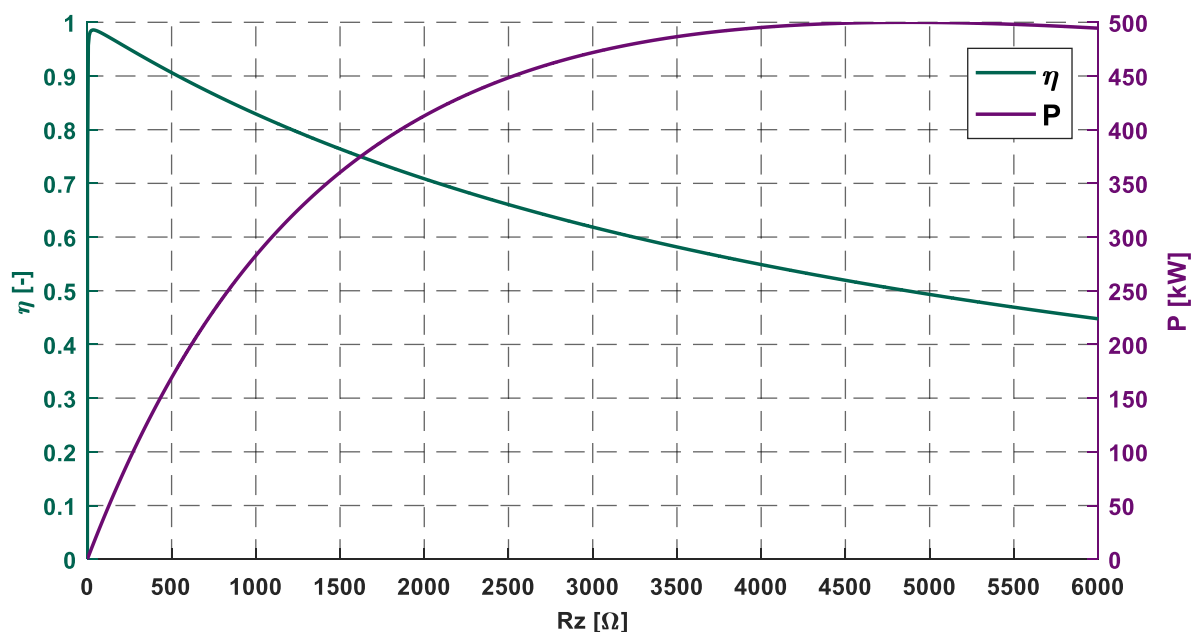


Obr. 12 Závislost výstupního výkonu na připojené zátěži

Ze závislosti výkonu na zátěži je patrné, že optimální odpor pro maximální výkon nabývá vyšších hodnot než optimální odpor při maximální účinnosti.

Provozní režimy

Z předchozí kapitoly plyne, že prvním provozním režimem je přenos maximálního výkonu a druhým je přenos maximální energetické účinnosti. Pro přenos maximálního výkonu je nutné, aby se impedance zdroje a zátěže rovnaly. Porovnáme-li dvě předchozí charakteristiky pro účinnost a výkon dostaneme: [1], [2]



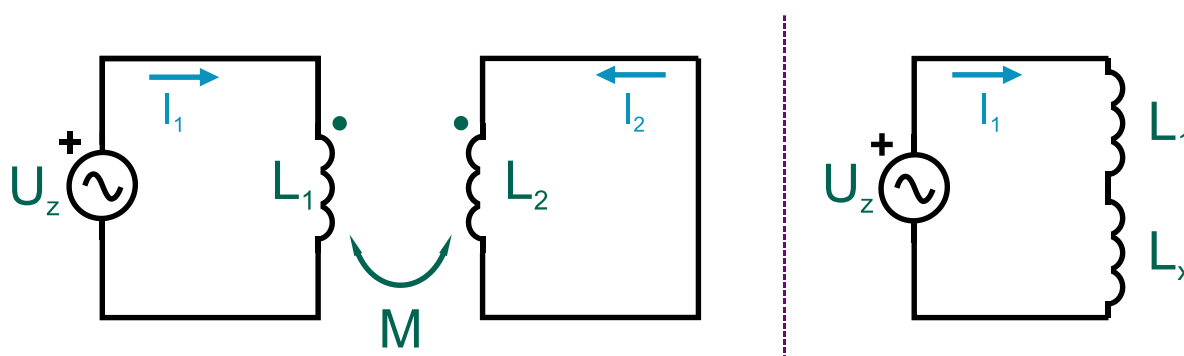
Obr. 13 Účinnost přenosu a výstupní výkon v závislosti na připojené zátěži

Pokud je výstupní výkon maximální, tak účinnost energie má hodnotu pouze 50 %. Chceme-li dosáhnout maximální účinnosti, je nutno co nejvíce minimalizovat parazitní odpory cívek, přídavné ztráty a značně snížit zátěž oproti režimu přenosu maximálního výkonu. [1], [2]

Metoda přepočtení zátěže

Účinnost lze vyjádřit přepočtem sekundární cívky na primární obdobně, jako u transformátorů. Proud v primární cívce je závislý na připojené zátěži k sekundární cívce, to znamená, že odražená zátěž do primární cívky není stejná, jako zátěž cívky sekundární. Tuto metodu využijme pro odvození účinnosti pro systém s P-P kompenzací. [18], [19]

Budeme-li uvažovat dvě ideálně magneticky spřažené cívky a ideální zdroj střídavého napětí dle Obr. 14, můžeme aplikovat na obvod II. Kirhoffův zákon a napsat rovnici pro sekundární cívku: [18], [19]



Obr. 14 Sekundární cívka nakrátko (vlevo), přepočtená indukčnost (vpravo) [18]

$$j\omega L_2 \bar{I}_2 + j\omega M \bar{I}_1 = 0 \rightarrow \bar{I}_2 = -\frac{M \bar{I}_1}{L_2} \quad (61)$$

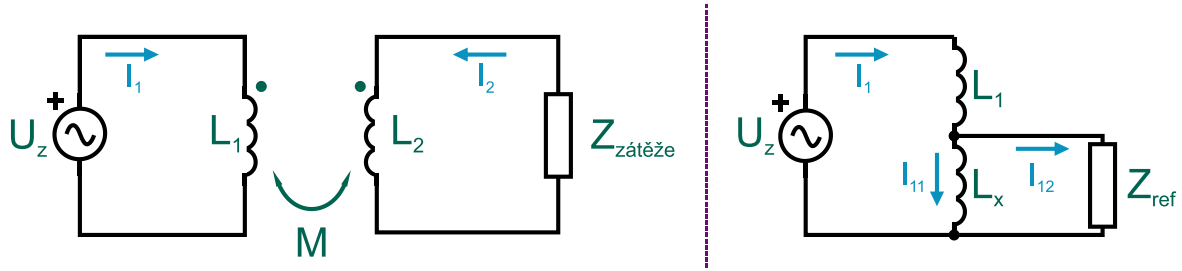
Tento obvod nahradíme ekvivalentním obvodem za dodržení podmínky, aby výkon zdroje byl stejný v obou případech (Obr. 14): [18], [19]

$$\frac{1}{2} L_2 \bar{I}_2^2 = \frac{1}{2} L_X \bar{I}_1^2 \quad (62)$$

Dosazením proudu \bar{I}_2 z rovnice (61) do rovnice (62) dostaneme vztah, využitelný pro přepočet sekundární indukčnosti na primární: [18], [19]

$$L_X = k^2 L_1 \quad (63)$$

Po přidání zátěže na sekundární cívku můžeme odvodit proud \bar{I}_2 obdobně, jako v rovnici (61) (Obr. 15): [18], [19]



Obr. 15 Obvod s připojenou zátěží (vlevo), přepočítaná impedance na primární stranu (vpravo) [18]

$$j\omega L_2 \bar{I}_2 + \bar{I}_2 \bar{Z}_{zátěže} + j\omega M \bar{I}_1 = 0 \rightarrow \bar{I}_2 = -\frac{j\omega M \bar{I}_1}{\bar{Z}_{zátěže} + j\omega L_2} \quad (64)$$

Nyní dostaneme ekvivalentní obvod s připojenou zátěží. Po aplikování I. Kirhoffova zákona dostaneme vztah: [18], [19]

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_{11} + \bar{I}_{12} \quad (65)$$

Dosadíme-li vztah z rovnice (63) a aplikujeme na obvod v Obr. 15 proudový dělič, kde uvažujeme ekvivalentní zátěž \bar{Z}_{ref} , dostaneme vztahy: [18], [19]

$$\bar{I}_{11} = \left(\frac{\bar{Z}_{ref}}{\bar{Z}_{ref} + k^2 L_1} \right) \bar{I}_1 \quad (66)$$

$$\bar{I}_{12} = \left(\frac{k^2 L_1}{\bar{Z}_{ref} + k^2 L_1} \right) \bar{I}_2 \quad (67)$$

Aby byl obvod na Obr. 15 (vlevo) ekvivalentní, musí se výkon zdroje rovnat obvodu Obr. 15 (vpravo). Proto musí platit: [18], [19]

$$\frac{1}{2} L_2 \bar{I}_2^2 + \bar{I}_2^2 \bar{Z}_{zátěže} = \frac{1}{2} k^2 L_1 \bar{I}_{11}^2 + \bar{I}_{12}^2 \bar{Z}_{ref} \quad (68)$$

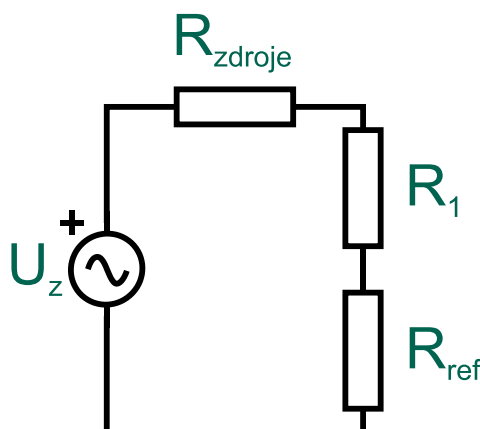
Po dosazení proudu \bar{I}_2 z rovnice (64), proudu \bar{I}_{11} z rovnice (66) a \bar{I}_{12} z rovnice (67), můžeme vyjádřit \bar{Z}_{ref} jako: [18], [19]

$$\bar{Z}_{ref} = k^2 \frac{L_1}{L_2} \bar{Z}_{zátěže} \quad (69)$$

Nyní uvažujme obvod, kde primární i sekundární cívky mají své parazitní odpory R_1 a R_2 a jsou k nim paralelně připojeny kondenzátory C_1 a C_2 . Parazitní odpor sekundární cívky můžeme přepočítat jako: [18], [19]

$$Q_2 = \frac{\omega_r L_2}{R_2} = \frac{R'_2}{\omega_r L_2} \rightarrow R'_2 = Q_2^2 R_2 \quad (70)$$

Stejně jako při odvození účinnosti S-S systému platí, že pokud je obvod v rezonanci, zmizí z výpočtu reaktance $X_{1,2}$. Celý obvod tedy můžeme transformovat a vyjádřit R_{ref} obdobně, jako v rovnici (69): [18], [19]



Obr. 16 Transformovaný obvod s R_{ref} [18]

$$R_{ref} = k^2 \left(\frac{L_2}{L_1} \right) \left(\frac{R'_2 R_z}{R'_2 + R_z} \right) \quad (71)$$

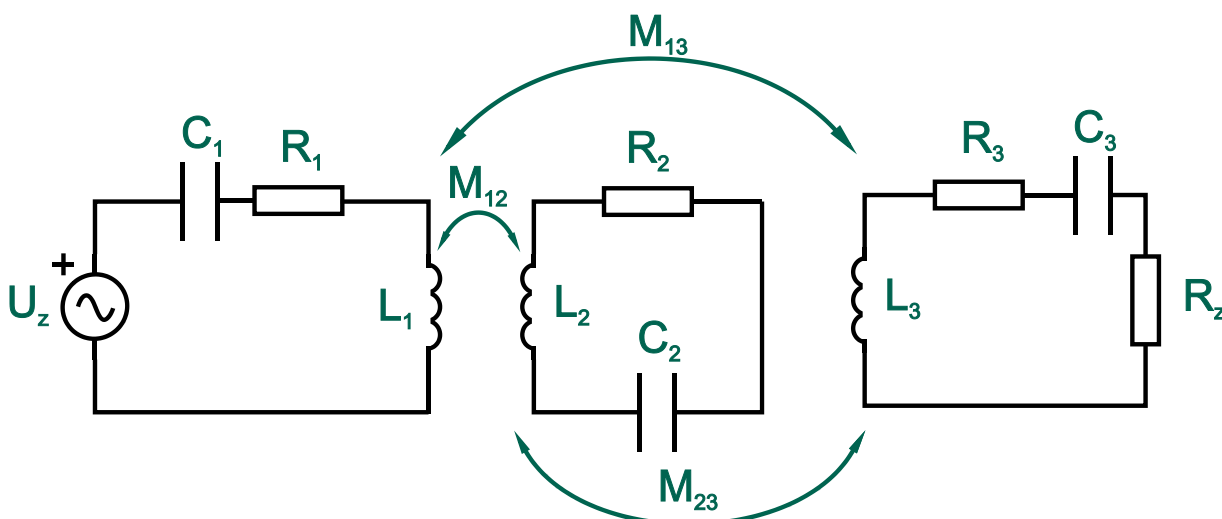
Účinnost takového systému můžeme pak napsat jako: [18], [19]

$$\eta = \frac{P_{ref}}{P_{vst}} \cdot \frac{P_{R_z}}{P_{ref}} = \left(\frac{R_{ref}}{R_1 + R_{zdroje} + R_{ref}} \right) \left(\frac{R'_2}{R'_2 + R_z} \right) \quad (72)$$

2.4 Vícecívkové systémy

Systém se dvěma cívkami má tu nevýhodu, že nejvyšší možné účinnosti lze dosáhnout pouze v tom případě, pokud jsou splněny všechny optimální podmínky. Můžeme tedy říci, že je poměrně náchylný na jakékoli negativní vlivy. Proto existují systémy, do kterých se přidávají další cívky například proto, aby bylo možné dosáhnout vyšších vzdáleností přenosu energie nebo nabíjet více zařízení z jednoho zdroje. [15], [20], [21], [22]

Systém s třemi cívkami dle [20] je schopný přenést energii na vzdálenost až 1 metr. Důležitými parametry jsou vzájemné indukčnosti mezi prostřední cívkou a cívkami zdroje nebo zátěže. Pokud se tyto dvě vzájemné indukčnosti rovnají, je jejich poměr roven 1 a při zanedbání činného odporu vinutí můžeme vyjádřit celkový odpor jako: [15]



Obr. 17 Náhradní schéma systému se třemi cívkami [15]

$$\frac{M_{12}}{M_{23}} = 1 \rightarrow R_c = \left(\frac{M_{12}}{M_{23}}\right)^2 R_z = R_z \quad (73)$$

M_{12} je vzájemná indukčnost mezi cívkou zdroje a prostřední cívkou. M_{23} představuje vzájemnou indukčnost mezi prostřední cívkou a cívkou zátěže. [15]

Účinnost u vícecívkových systémů v rezonanci lze obecně bez zjednodušování napsat jako: [15]

$$\eta = \frac{Z_2}{R_c} \cdot \frac{Z_3}{Z_3 + R_2} \cdot \frac{R_z}{R_z + R_3} \quad (74)$$

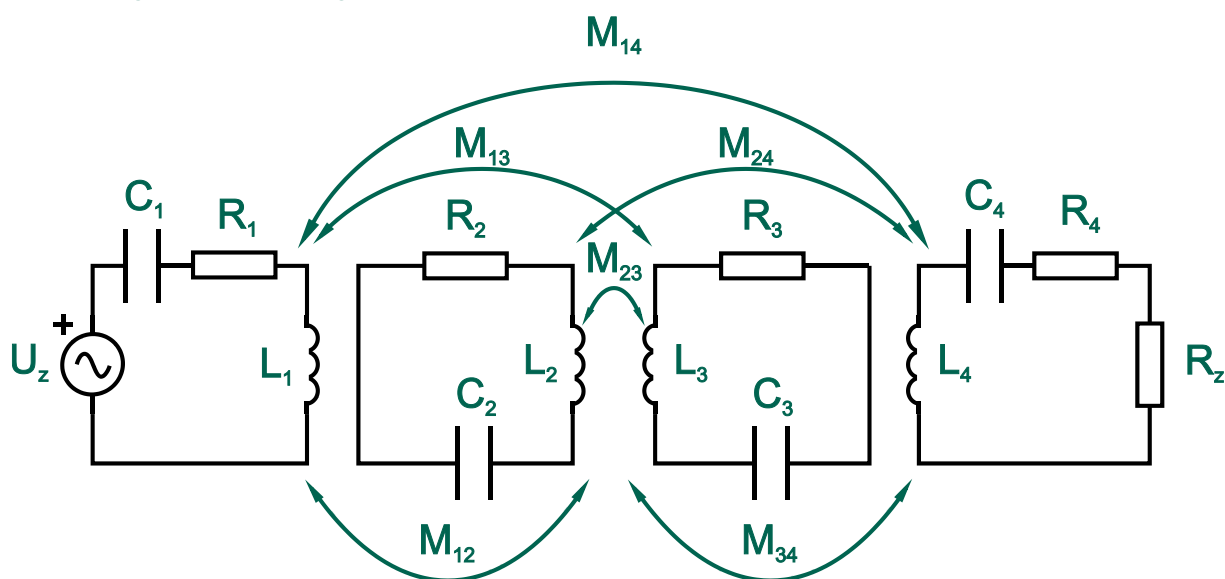
$$\text{Kde: } Z_2 = \frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_2 + Z_3}; Z_3 = \frac{\omega^2 M_{23}^2}{R_3 + R_z}$$

Optimální odpor lze zjednodušeně vyjádřit jako: [21], [22]

$$R_{zopt} = \sqrt{\frac{\omega^2 M_{23}^2}{R_2} R_3 + \frac{\omega^2 M_{23}^4}{R_2 M_{12}^2} R_1} \quad (75)$$

Při zvyšování zátěže klesá účinnost systému se třemi cívkami pomaleji než účinnost systému se dvěma cívkami. Intenzita elektromagnetického pole tohoto systému, při vychýlení cívek vůči sobě, roste pomaleji než u systému se dvěma cívkami. [21]

2.4.1 Systém se čtyřmi cívkami



Obr. 18 Náhradní schéma obvodu se 4 cívkami [15]

Pro systém se čtyřmi cívkami platí rovnice účinnosti (vzájemné indukčnosti M_{13} , M_{14} , M_{24} zanedbáme): [15]

$$\eta = \frac{Z_2}{R_c} \cdot \frac{Z_3}{Z_3 + R_2} \cdot \frac{Z_4}{Z_4 + R_3} \cdot \frac{R_z}{R_z + R_4} \quad (76)$$

Kde: $Z_2 = \frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_2 + Z_3}$, $Z_3 = \frac{\omega^2 M_{23}^2}{R_3 + Z_4}$, $Z_4 = \frac{\omega^2 M_{34}^2}{R_4 + R_z}$

Činitele vazby k_{23} lze kompenzovat přizpůsobením k_{12} a k_{34} , pak lze tento systém zjednodušit na systém s dvěma cívkami. Tento fakt platí pouze pokud cívky mají vysoké činitele jakosti Q . Nevýhoda tohoto systému je náročná optimalizace pro přenos maximální účinnosti. [15], [20]

3 Účinky elektromagnetického pole na lidské zdraví

Elektromagnetické systémy je nutné stínit kvůli možným dopadům na lidské zdraví. Pokud vystavíme člověka střídavému elektromagnetickému poli, vzniká v těle elektrické pole vyvolávající elektrické proudy. Vnitřní elektrické pole \vec{E}_l lze popsat dle: [5]

$$\vec{J} = \sigma \vec{E}_l \quad (77)$$

Kde σ představuje vodivost a \vec{J} proudovou hustotu.

Při působení elektrického poli o nízkých frekvencích se tělo stává dobrým vodičem. Vnější siločáry pole jsou téměř kolmé k povrchu těla a vznikají na něm střídavé výboje, které uvnitř vyvolají elektrický proud. Velikost vzniklého elektrického pole \vec{E}_l v těle je až o 5–6 řádů nižší než velikost vnějšího pole. Tato velikost je ovlivněna orientací pole k tělu a jeho stavbou více než vodivostí tkáně. [5]

Magnetické pole v lidském těle je nejvyšší, pokud je tělo v přímém kontaktu se zemí. Hlavním vlivem na tělo je indukování elektrického proudu do těla dle Faradayova zákona. Indukované proudy vlivem magnetického pole nabývají vyšších hodnot u větších lidí, neboť smyčky těchto proudů jsou větší. Relativní permeabilita lidského těla je shodná s permeabilitou vzduchu: $\mu = 1,00000037$ to znamená, že magnetické pole v těle je stejné, jako vnější magnetické pole na něj působící. [5]

Udává se, že střední hodnota pro nervové vnímání nízkofrekvenčního elektrického pole je 4–6 V·m⁻¹ a nejnižší hodnota pro pocitování bolesti je zhruba o 20 % vyšší. Svalová tkáň je méně citlivá na stimulaci než nervová tkáň, proto pole není pro svaly nebezpečné. Mezi nebolestivé vjemy, vybuzené působením elektromagnetického pole, patří vnímání blikajícího světla lidmi vystavenými magnetickému poli o indukci $B = 5$ mT při frekvenci 20 Hz. Tento jev vzniká při působení magnetického pole na buňky sítnice oka. Vědci, kteří vystavili mozek elektrickému poli o frekvenci 20 Hz, zjistili přítomnost vnímání stejného blikajícího světla, jako při stimulaci očí. Autoři studií uvádí frekvenční práh pro vznik tohoto jevu přibližně 10–20 Hz. Dalším pozorovaným účinkem byla zhoršená motorika. [5]

K obecně udávaným účinkům při dlouhodobém vystavení elektromagnetickému poli patří: poruchy spánku, změny nálad a deprese. Avšak korelace mezi vlivem pole a zmíněnými účinky nebyla jednoznačně potvrzena. Autoři studií také pozorovali možnost zvýšeného rizika vzniku Alzheimerovy choroby. V současné době jsou hlášeny mírné změny funkce kardiovaskulárního

systému, ale žádné závažné vlivy dosud nebyly dokázány. Tato problematika není v současné době příliš prozkoumána a vlivy na srdce zůstávají spekulativní. [5]

Vědci, kteří se zabývají dlouhodobým vlivem elektromagnetického pole na lidské tělo, nedokázali ani existenci souvislosti mezi vznikem rakoviny a působením nízkofrekvenčního magnetického pole. Ze studií plyne možná existence rizika vzniku leukémie u dětí (při dlouhodobém vystavení magnetickému poli o velikost 0,3–0,4 μT), tato hypotéza ale také není příliš podrobně prozkoumána, a proto není jednoznačně potvrzena. [5]

3.1 Ochranná doporučení

Následující tabulka představuje maximální povolené hodnoty elektrického pole v lidském těle při působení střídavého elektromagnetického pole. [5]

Tab. 1 Základní povolené hodnoty elektrického pole v těle [5]

Druh vystavení	Místo vlivu	Frekvenční rozsah	Vnitřní elektrické pole [$\text{V}\cdot\text{m}^{-1}$]
Pracovní vystavení	Tkáň hlavy	1–8 Hz	0,5/f
		8–25 Hz	0,05
		25–300 Hz	$2\cdot 10^{-3}\cdot f$
		400 Hz–3 kHz	0,8
		3 kHz–10 MHz	$2,7\cdot 10^{-4}\cdot f$
	Celé tělo	1–8 Hz	0,8
		8–25 Hz	$2,7\cdot 10^{-4}\cdot f$
Obecné vystavení	Tkáň hlavy	1–10 Hz	0,1/f
		10–25 Hz	0,01
		25 Hz–1 kHz	$4\cdot 10^{-4}\cdot f$
		1–3 kHz	0,4
		3 kHz–10 MHz	$1,35\cdot 10^{-4}\cdot f$
	Celé tělo	1 Hz–3 kHz	0,4
		3 kHz–10 MHz	$1,35\cdot 10^{-4}\cdot f$

Kde f představuje frekvenci působícího pole. Vnitřní elektrické pole je udáváno v efektivních hodnotách. Obecným vystavením myslíme veřejná prostředí, jako ulice, obchody apod.

Z hodnot vnitřního elektrického pole byly stanoveny hodnoty pro intenzitu a indukci magnetického pole, tyto hodnoty jsou znázorněny v tabulce níže. [5]

Tab. 2 Referenční hodnoty magnetického pole [5]

Druh vystavení	Frekvenční rozsah	Intenzita magnetického pole H [$A \cdot m^{-1}$]	Magnetická indukce B [T]
Pracovní vystavení	1–8 Hz	$1,63 \cdot 10^5/f^2$	$0,2/f^2$
	8–25 Hz	$2 \cdot 10^4/f$	$2,5 \cdot 10^{-2}/f$
	25–300 Hz	$8 \cdot 10^2$	10^{-3}
	400 Hz–3 kHz	$2,4 \cdot 10^5/f$	$0,3/f$
	3 kHz–10 MHz	80	10^{-4}
Obecné vystavení	1–8 Hz	$3,2 \cdot 10^4/f^2$	$4 \cdot 10^{-2}/f^2$
	8–25 Hz	$4 \cdot 10^3/f$	$5 \cdot 10^{-3}/f$
	25–50 Hz	$1,6 \cdot 10^2$	$2 \cdot 10^{-4}$
	50–400 Hz	$1,6 \cdot 10^2$	$2 \cdot 10^{-4}$
	400 Hz–3 kHz	$6,4 \cdot 10^4/f$	$8 \cdot 10^{-2}/f$
	3 kHz–10 MHz	21	$2,7 \cdot 10^{-5}$

V následující tabulce jsou doporučené maximální hodnoty dotykového proudu:

Tab. 3 Maximální dotykový proud [5]

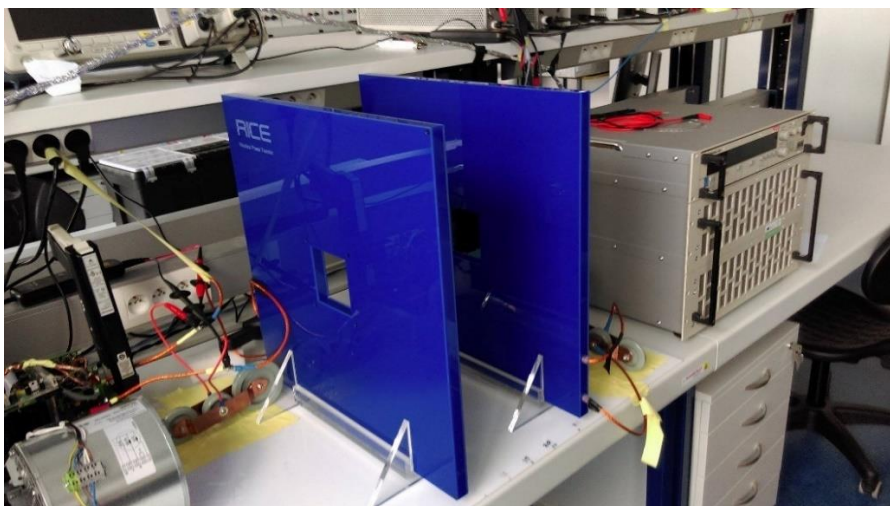
Druh vystavení	Frekvenční rozsah	Maximální dotykový proud [mA]
Pracovní vystavení	do 2,5 kHz	1
	2,5–100 kHz	$0,4 \cdot f$
	100 kHz–10 MHz	40
Obecné vystavení	do 2,5 kHz	0,5
	2,5–100 kHz	$0,2 \cdot f$
	100 kHz–10 MHz	20

ICNIRP doporučuje v pracovním prostředí zavést inženýrská a administrativní ochranná opatření. Inženýrskými opatřeními myslíme vhodný design zařízení jako například stínění, či jiné ochranné mechanismy. Mezi administrativní opatření řadíme omezení vstupu a vizuální varování. Ochranné oděvy se doporučují až jako poslední možnost ochrany, jako samotná opatření jsou nepostačující. Administrativní a inženýrská opatření mohou být implementována i pro obecné vystavení, pokud to bude možné. [5]

Krom účinků na lidské zdraví je nutné zhodnotit i účinky na ostatní zařízení a zabránit jakékoli narušení jejich správné funkce. Toto je velmi důležité zejména u zdravotních zařízení nebo u vznítitelných zařízení a látek. [5]

4 Model a stínění

Pro vyšetřování vlivu stínění na účinnost systému bezdrátového přenosu energie, byl vybrán model, který se nachází v Regionálním inovačním centru elektrotechniky v Plzni. Model je zobrazen na následujícím obrázku.

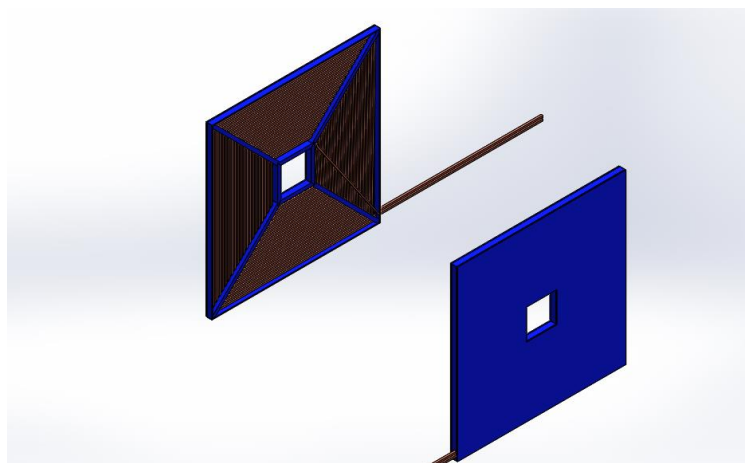


Obr. 19 Vyšetřovaný model bezkontaktního přenosu energie

Model se skládá ze dvou planárních cívek o 22 závitech vinutých 2200 měděnými, paralelními vodiči (vinutí je uloženo na křížích). Vnější konstrukce je vyrobená z plexiskla a skládá se z vnějšího rámu, vnitřního rámu a dvou vík. Celý model je spojen šrouby z umělé hmoty a jeho velikost činí 500 x 500 mm.

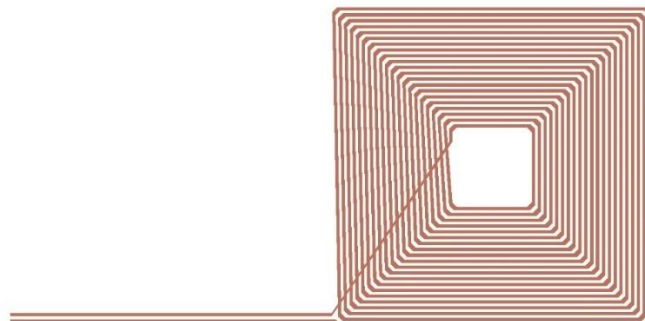
4.1 Geometrický model

Pro výpočet magnetického pole a parametrů cívky bylo nutno vymodelovat 3D model v programu Solidworks. Na následujícím obrázku je vyobrazena kompletní sestava (v sestavě je jedno víko neviditelné pro lepší ilustraci).



Obr. 20 Sestava modelu

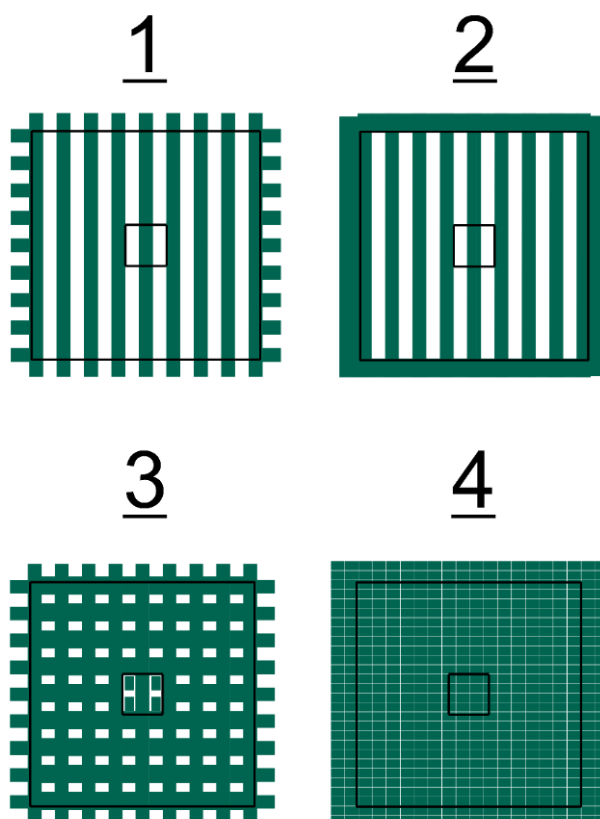
Vinutí bylo vymodelováno podle skutečných rozměrů a geometrie. Pro účel simulace bylo nutné vinutí modelovat jako masivní vodiče. Ostatní komponenty sestavy jsou znázorněny v příloze 2.



Obr. 21 Vinutí

4.2 Stínění

Jako základní stínění byly vybrány ferity společnosti EPCOS a materiál s označením N87. Relativní permeabilita feritů je 1 350 a rozměry jsou 30 x 20 mm s tloušťkou 3 mm. Nejprve byly navrženy čtyři základní soustavy stínění, které jsou znázorněny na Obr. 22.



Obr. 22 Návrh soustav stínění

Černé čáry značí obrys cívek, na jejichž vnější stranu se stínění umístilo. Zeleně jsou znázorněny ferity, které tvoří celé stínění. Soustavy jsou navrženy s ohledem na náklady viz kapitola 4.2.1.

Soustava 1 je navržena z feritů, které jsou poskládány vedle sebe po celé délce cívky s přesahem přibližně 30 mm. Soustava 2 je stejná jako soustava 1, ale s plným lemlem okolo cívek. V soustavě 4 pokrývají ferity plně plochy cívek a lem je zvětšen o 30 mm (šířka jednoho kusu). Soustava 3 je kombinace soustavy 1 a 4, s mřížovým charakterem. Pro výpočet a analýzu byly vybrány soustavy 3 a 4.

4.2.1 Náklady stínění

Při návrhu stínění bylo nutno zohlednit i náklady. Společnost Distrelec, která byla distributorem stínícího materiálu, nabízela ferity při množstevní slevě za cenu 1,43 €. V tabulce níže je vypočtená cena pro navržené soustavy při kurzu 1 € = 27 Kč.

Tab. 4 Vypočtené náklady

Varianta	Počet feritů	Cena 1 ks [EUR]	Cena celkem [EUR]	Cena celkem [CZK]
Soustava 1	594	1,43	849,42	22 934
Soustava 2	738	1,43	1 055,34	28 494
Soustava 3	890	1,43	1 272,70	34 363
Soustava 4	1 120	1,43	1 601,60	43 243

Počet feritů bylo nutno počítat pro stínění primární i sekundární cívky.

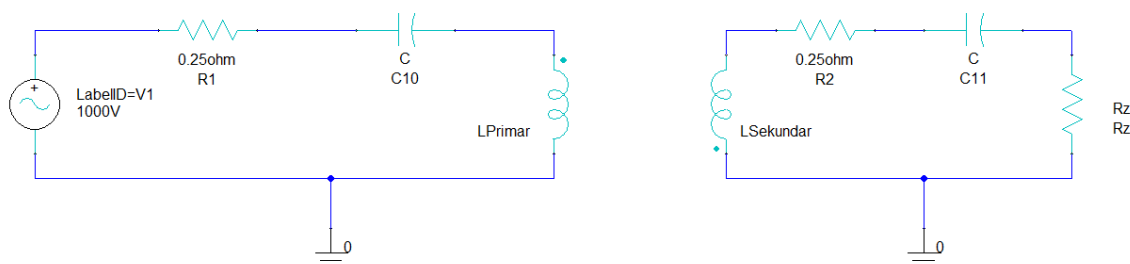
4.3 Výpočetní modely

Veškeré komponenty modelu kromě vinutí a stínění byly přiřazeny jako nemodelové entity, které se ve výpočtu neprojeví. Tyto prvky nemají na řešený výsledek vliv a jejich zahrnutí do výpočtu by značně zkomplikovalo výpočetní síť a navýšilo čas simulace.

Jako materiál vinutí byla zvolena měď o relativní permeabilitě $\mu_r = 0,9999991$ a vodivosti 58000000 S/m. Jako okolí modelu byl zvolen vzduch a jeho rozměry byly nastaveny 2 x větší než rozměry cívek, a to: v rovinách $+X, \pm Y, \pm Z$: 1 m. V rovině: $-X$ byl zvolen 0mm offset, protože do ní ústily vývody vinutí, které musely být pro správné vyřešení problému na okraji okolí.

Pro účely promítnutí velikosti intenzity magnetického pole H , byla vytvořena 1 cm pod primární cívku nemodelová rovina. Ta slouží k vizuálnímu porovnání unikajícího pole mezi variantami stínění. Velikost intenzity magnetického pole byla dále vykreslena v celých rovinách XZ a YZ .

Nejprve bylo nutné spočítat činitel vazby pomocí analýzy ustáleného stavu se zohledněním působení vířivých proudů (*solution type: eddy currents*). Toto bylo provedeno pro každou navrženou soustavu vinutí. Každé řešení se vypočetlo pro vzdálenosti středů cívek: 20, 15 a 10 cm. Celý systém byl počítán ve stavu rezonance, proto bylo nutno nadefinovat k 3D modelu externí obvod, který je vyobrazen níže.



Obr. 23 Obvod modelu

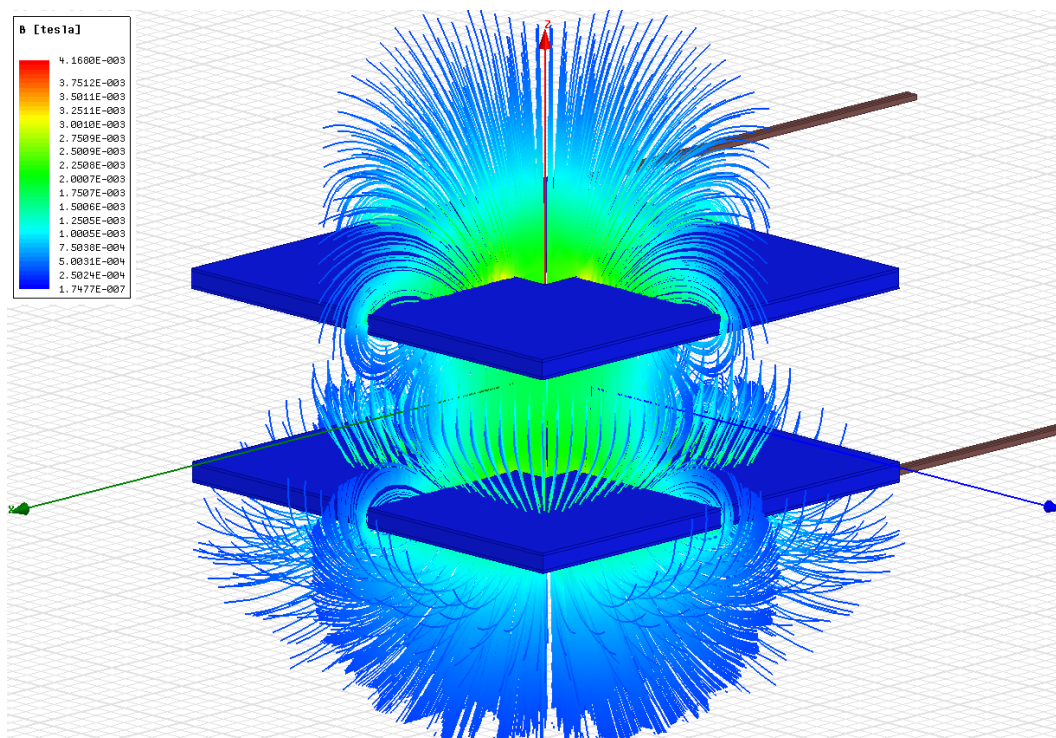
Obvod byl naladěn na frekvenci 230 KHz o maximální hodnotě napájecího napětí 1000 V ($U_{ef} = 707,1$ V). Vinutí modelu má odpor $0,25 \Omega$ a představují ho rezistory R_1 a R_2 . Kondenzátory C_{10} a C_{11} v obvodu slouží jako kompenzace a jejich velikost je označena proměnnou C . Jelikož se pro každou soustavu stínění cívek změnila jejich vlastní indukčnost L , bylo nutné pro stíněné soustavy přepočítat kondenzátor dle Thomsonova vztahu:

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} \text{ [F]} \quad (78)$$

Rezistor R_z představuje zátěž připojenou k sekundární cívce, jehož velikost byla počítána tak, aby byla optimální – viz kapitola 0. Rezistor bylo nutné přepočítávat pro každou vzdálenost, respektive soustavu.

4.3.1 Soustava bez stínění

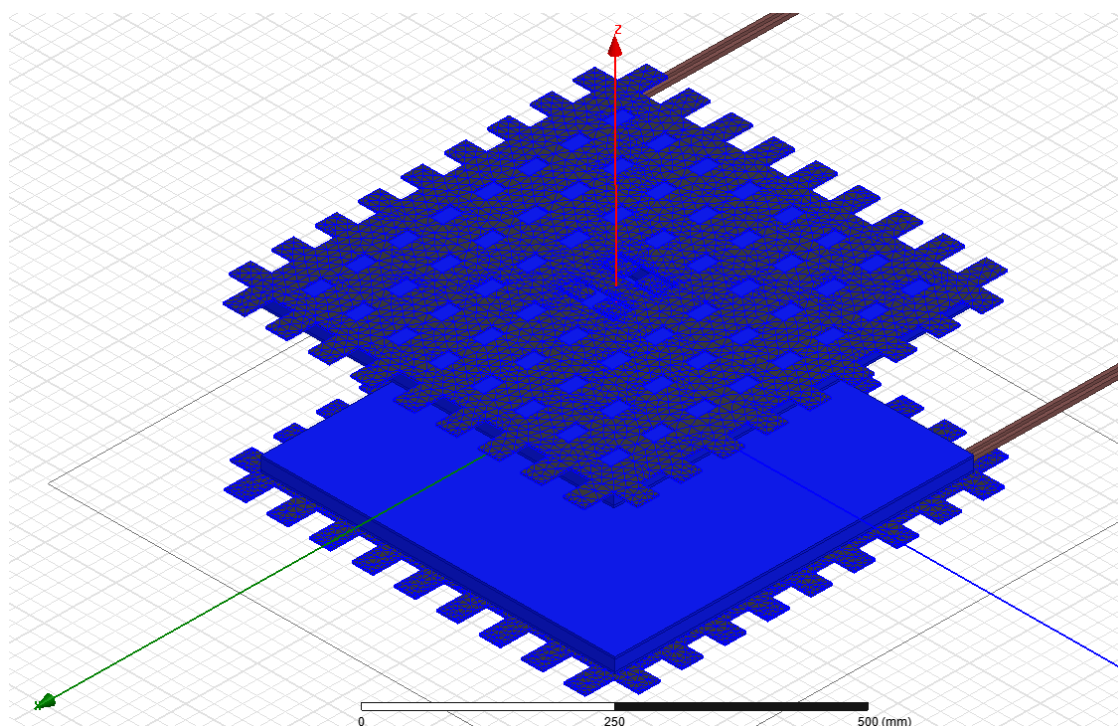
Jelikož hodnotu odporu vinutí ($R = 0,25 \Omega$) byla známa, mohl být nastaven maximální element výpočetní sítě o hodnotě 198 mm. Indukčnost cívek byla při této velikosti sítě velmi blízká skutečnosti. Na Obr. 24 můžeme vidět vykreslení magnetické indukce mezi cívkami pro fázi 45° .



Obr. 24 Magnetické pole nestíněné soustavy

4.3.2 Soustava 3

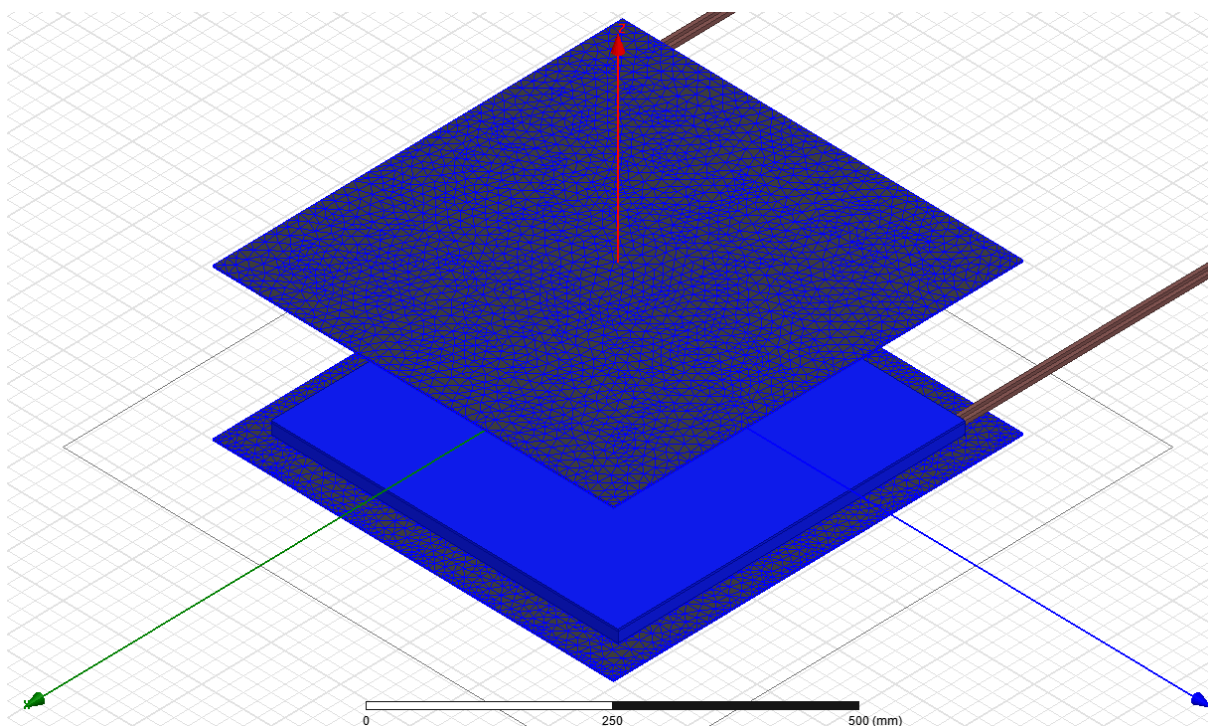
Maximální velikost elementu výpočetní sítě stínění byla nastavena 20 mm. Pro stíněné soustavy bylo nutné zjemnit výpočetní síť vinutí na 50 mm, jinak by vycházely nesmyslné hodnoty indukčnosti. Na následujícím obrázku je model soustavy 3 se zobrazenou výpočetní sítí stínění.



Obr. 25 Výpočetní model soustavy 3

4.3.3 Soustava 4

Výpočetní síť soustavy 4 byla nastavena stejně jako pro soustavu 3. V kapitole 4 je zmíněno, že ferity mají mezi sebou rozestup 1 mm. Ve výpočetním modelu je tato soustava modelována jako masivní útvar, protože kdybychom modelovali ferity jako jednotlivé kvádry, měli bychom jich v modelu 1 120. Toto by znamenalo značně složitější výpočetní síť a mnohem delší čas výpočtu. Na následujícím obrázku se nachází 3D model.



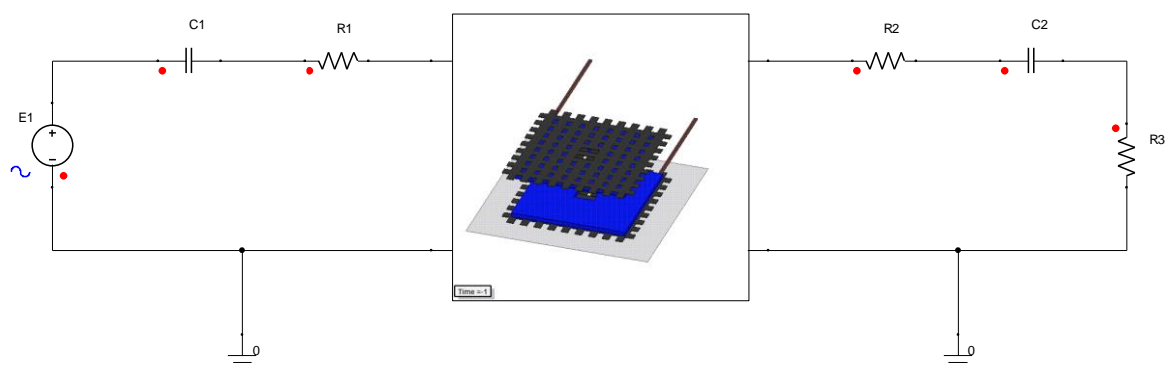
Obr. 26 Výpočetní model soustavy 4

4.4 Transientní analýza

Za účelem zjištění účinnosti a elektrických parametrů soustav v čase byla nastavena transientní analýza. Soustavy použité v transientní analýze jsou stejné jako soustavy v analýze *eddy currents*. Maximální velikost elementu výpočetní sítě byla nastavena:

- vinutí: 50 mm,
- ferity: 20 mm.

Pro tuto analýzu byl externí obvod definován v modulu simplorer a jeho výpočet byl spuštěn v kosimulaci s 3D modelem. Toto řešení umožnilo detailnější analýzu jednotlivých prvků obvodu.



Obr. 27 Schéma simulace

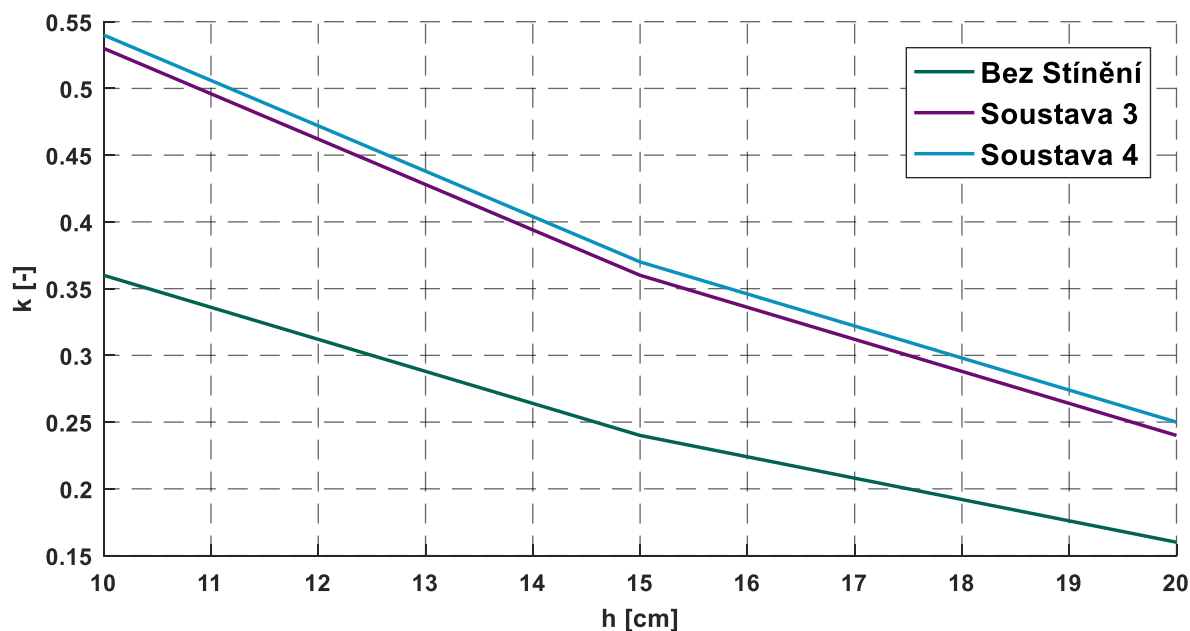
Některé vypočtené parametry jako indukčnost cívek, optimální odpor apod. se mohou v transienční analýze mírně lišit od výsledků v analýze *eddy currents* vlivem změny výpočetní sítě a druhu analýzy. Výsledky se k sobě velmi blíží.

5 Výsledky analýzy eddy currents

Následující tabulka představuje vypočtené indukčnosti soustav a činitele vazby.

Tab. 5 Vypočtený činitel vazby

Soustava	h [cm]	k [-]
Bez stínění	20	0,16
	15	0,24
	10	0,36
Soustava 3	20	0,24
	15	0,36
	10	0,53
Soustava 4	20	0,25
	15	0,37
	10	0,54

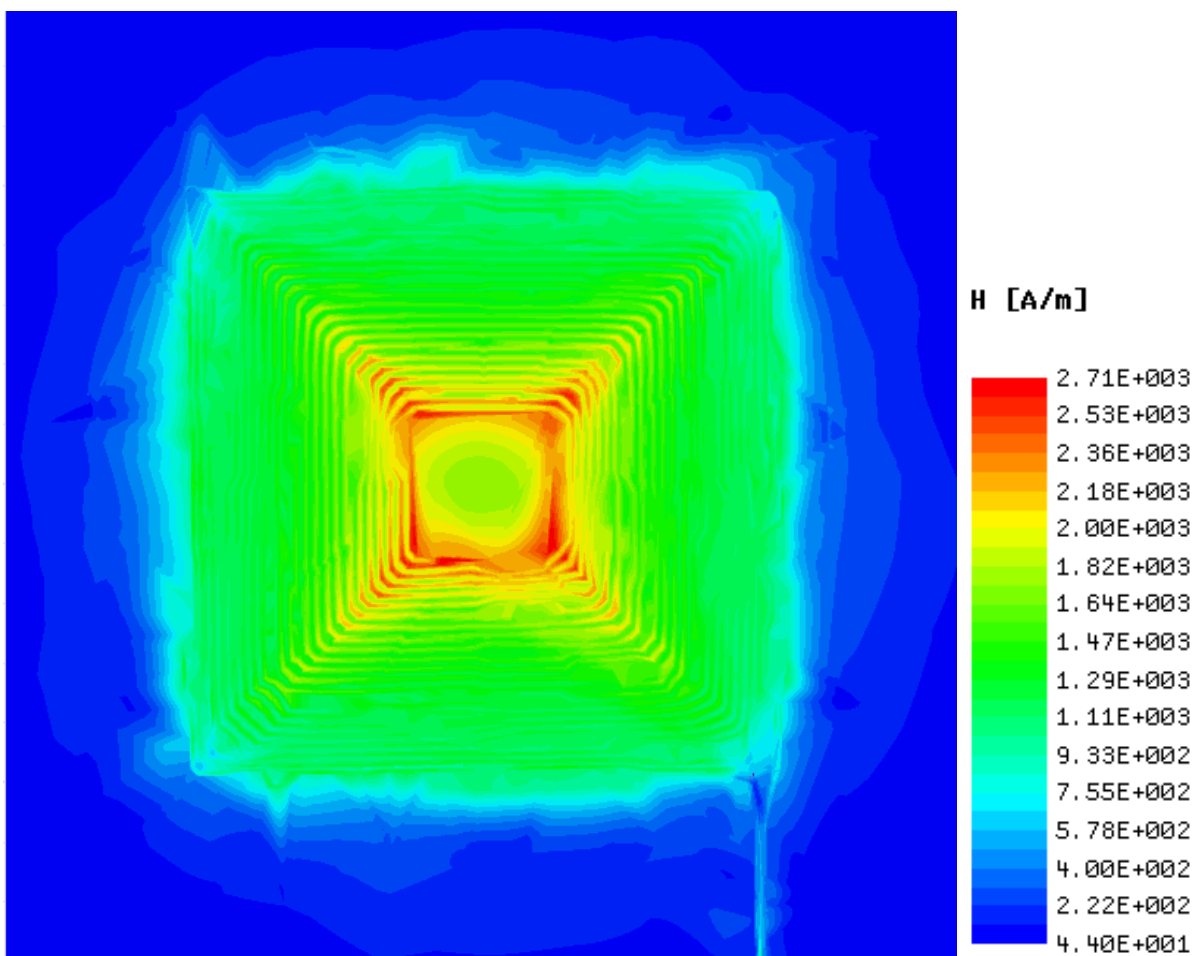


Obr. 28 Graf závislosti činitele vazby na změně vzdálenosti

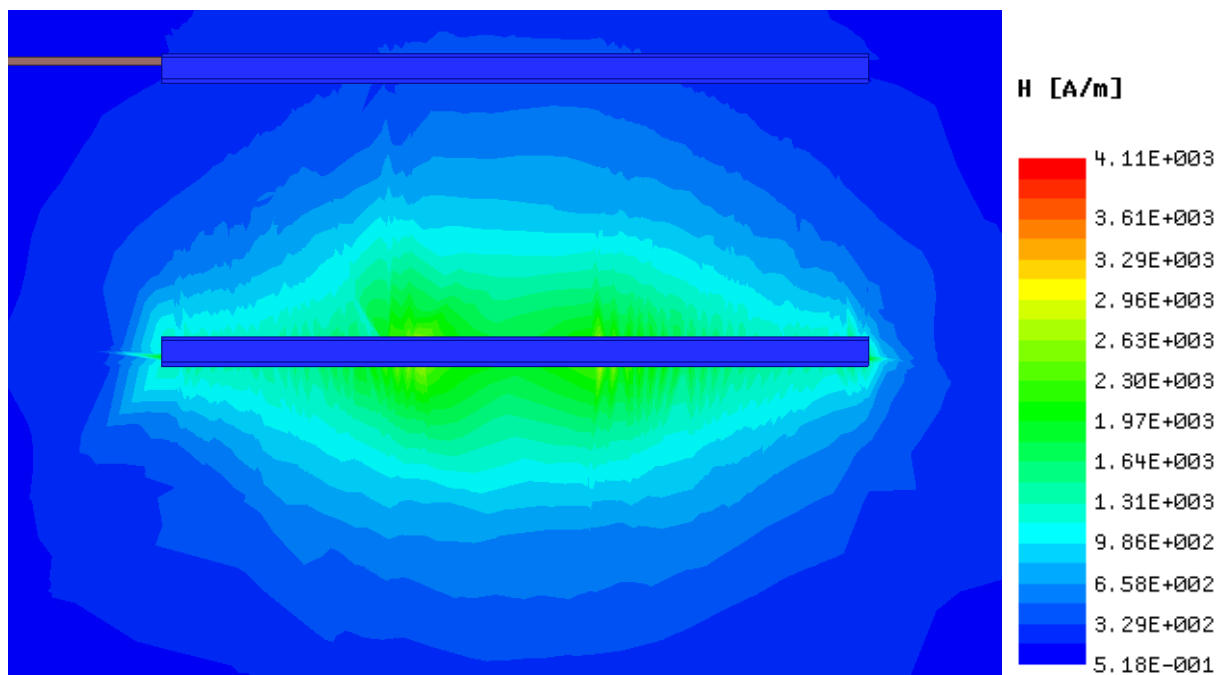
Z grafu je patrné, že činitel vazby se změnou vzdálenosti o 10 cm klesá až o 45–50 %, což má negativní vliv na vzájemnou indukčnost i na účinnost systému. Aplikované stínění zvyšuje vlastní indukčnosti cívek. U soustavy 4 se zvýší až o 55 % oproti soustavě bez stínění. U soustavy 3 se zvýší o 57 %. S ohledem na náklady soustav se soustava 3 jeví jako nejlepší možnost ve smyslu cena/výkon.

6 Výsledky transientní analýzy

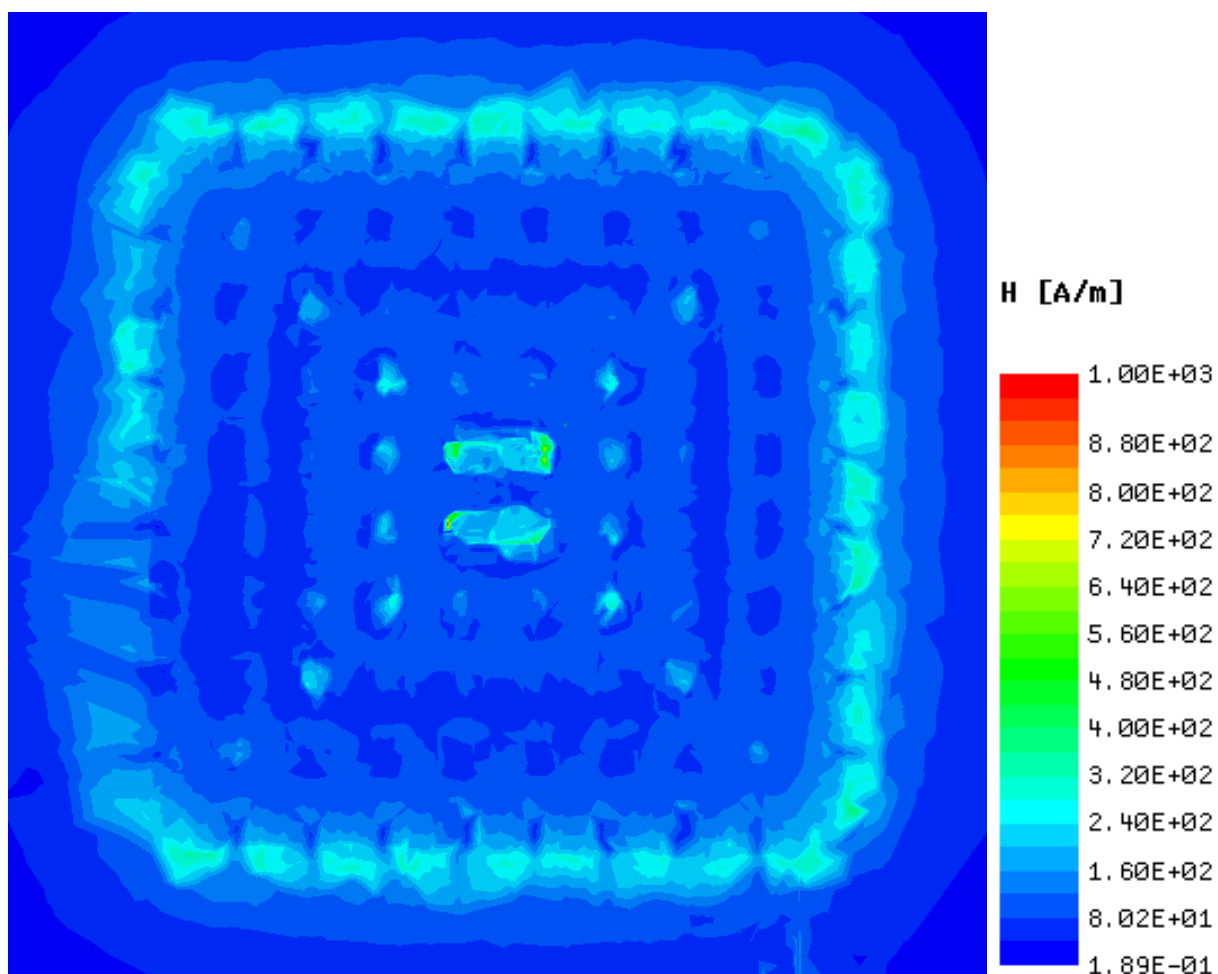
Z kapitoly 3 je pro tento systém povolena velikost intenzity magnetického pole v pracovním prostředí o hodnotě $H = 80 \text{ A/m}$. Mimo pracovní prostředí je povolena pouze intenzita o velikosti $H = 31 \text{ A/m}$. Na následujících obrázcích je vykreslena velikost intenzity magnetického pole při maximální hodnotě napájecího proudu. Intenzita magnetického pole okolo primární cívky bude tedy nabývat nejvyšších hodnot.



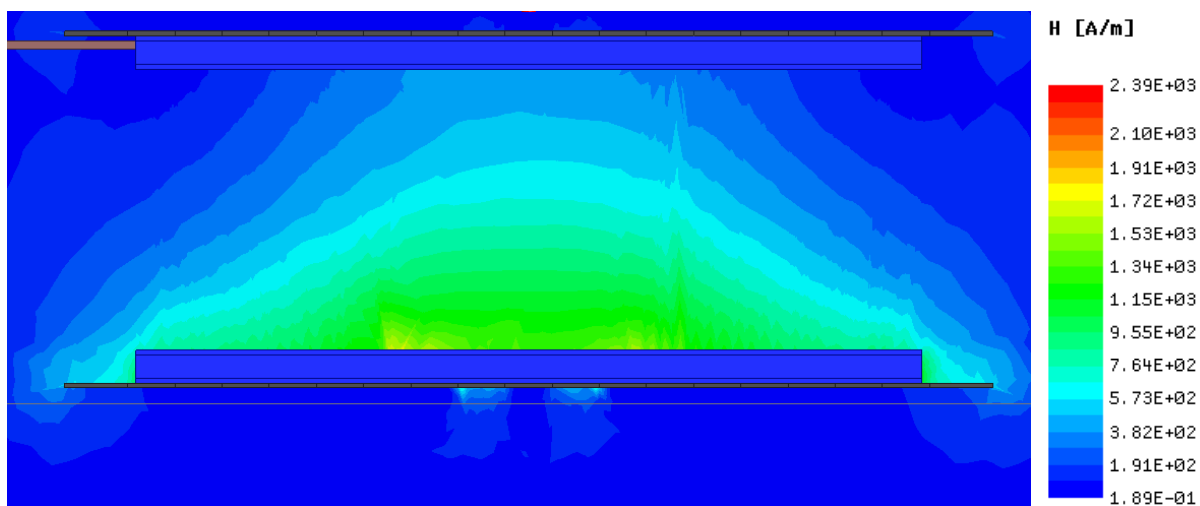
Obr. 29 Soustava bez stínění: pole pod ferity



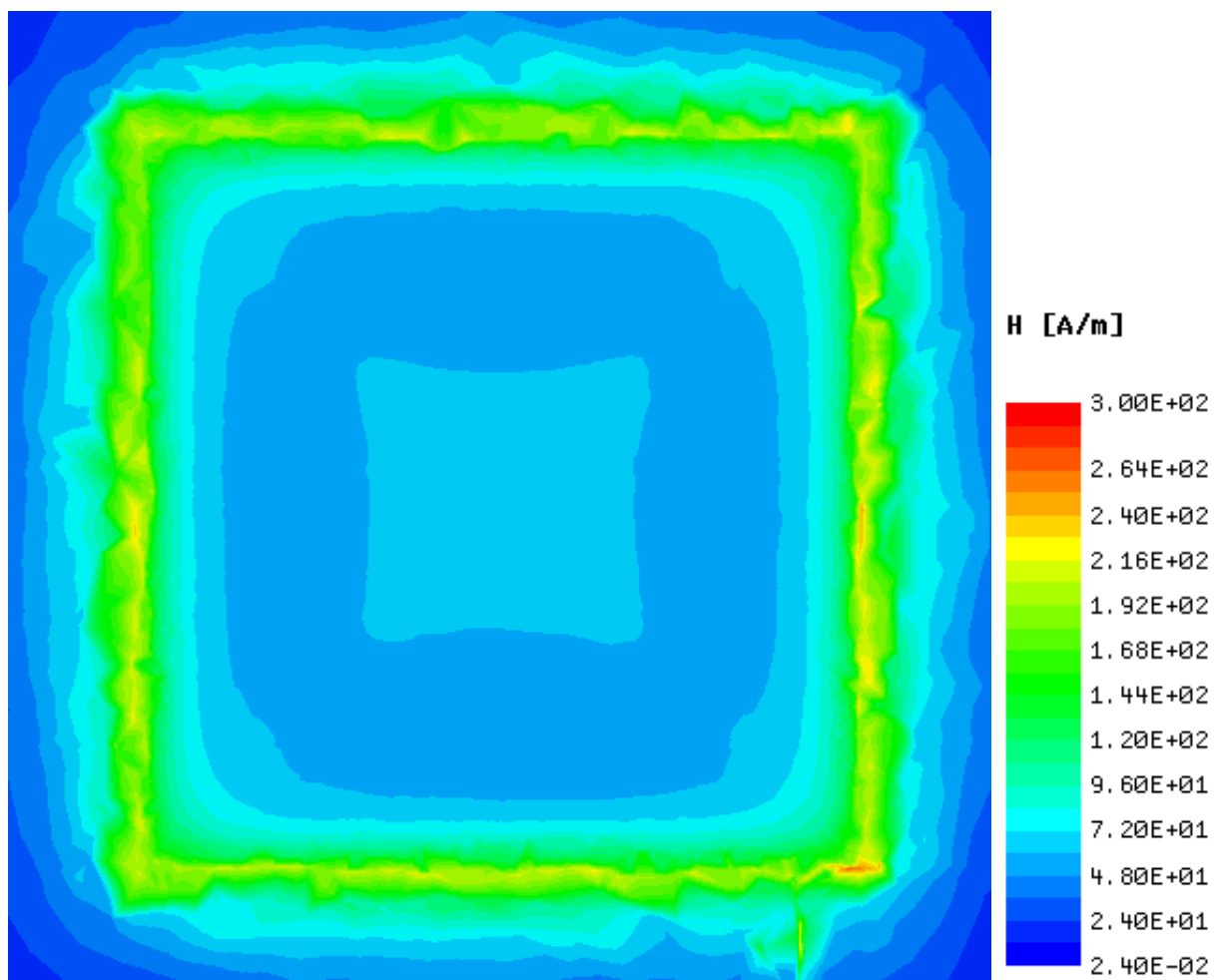
Obr. 30 Soustava bez stínění: pohled z boku



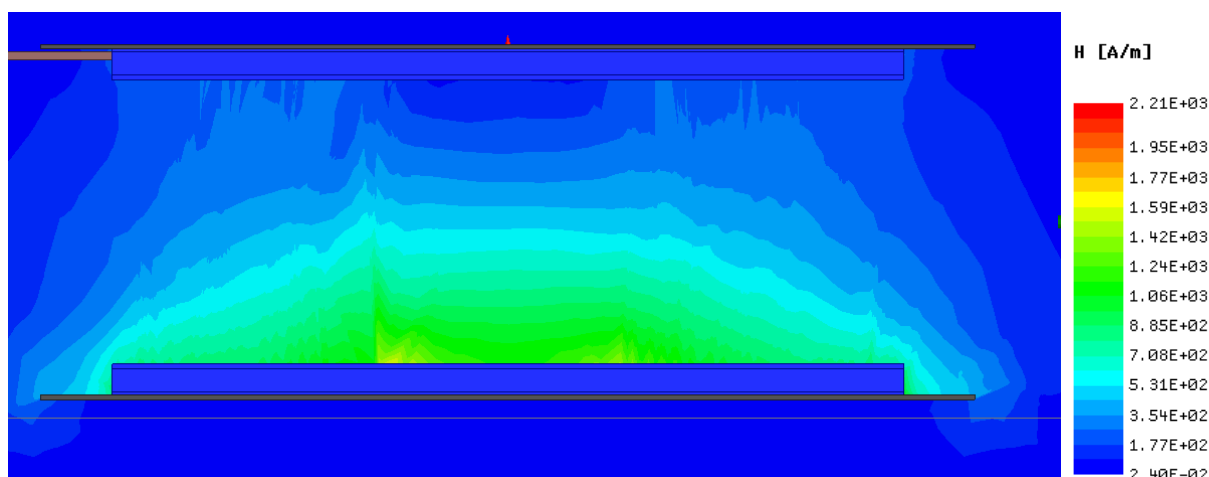
Obr. 31 Soustava 3: pole pod ferity



Obr. 32 Soustava 3: pohled z boku



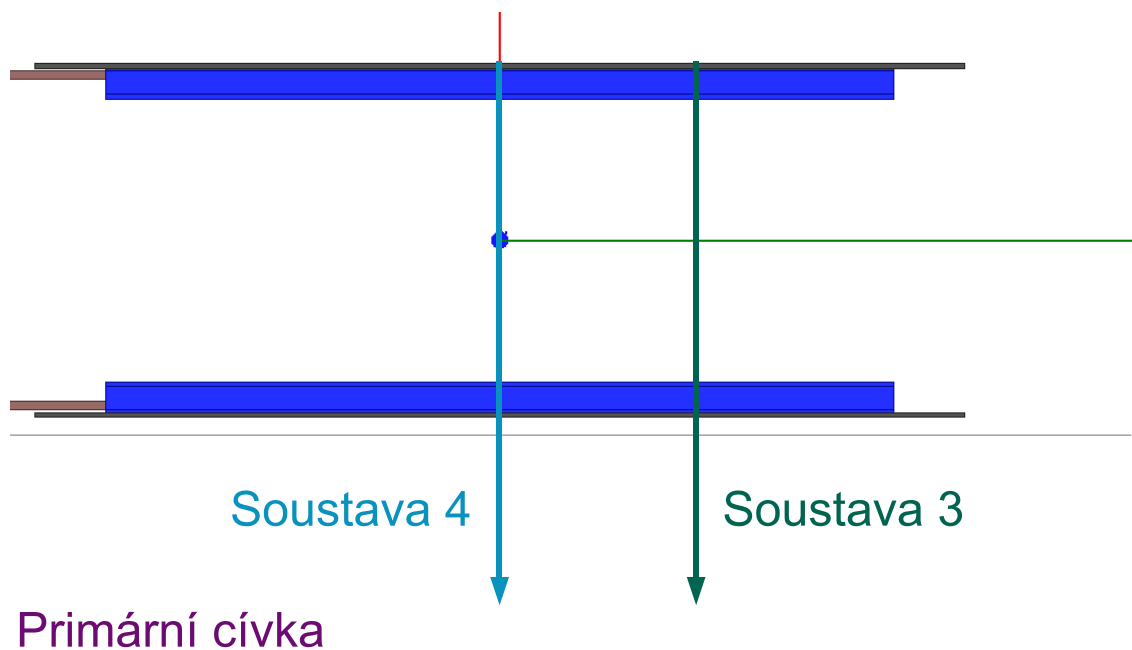
Obr. 33 Soustava 4: pole pod ferity



Obr. 34 Soustava 4: pohled z boku

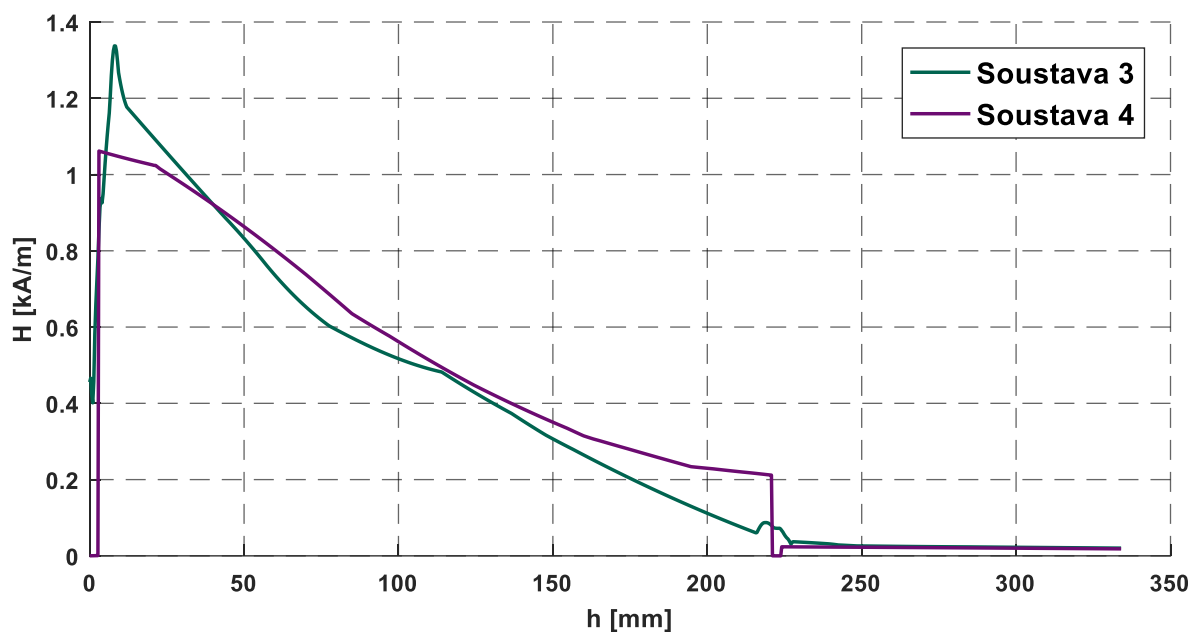
Soustava bez stínění značně převyšuje povolené hodnoty velikosti intenzity magnetického pole okolo cívek, soustavy 3 a 4 jsou na tom o poznání lépe. Soustava 3 stíní nejméně ve vzduchových mezerách stínění. I když jsou obě soustavy v odstínění pole účinnější, stále nedostačují přísným požadavkům. Na následujících obrázcích jsou vykresleny průběhy intenzity magnetického pole H soustavy 3 a 4. H v soustavě 3 byla měřena přes vzduchovou mezeru mezi ferity.

Sekundární cívka



Primární cívka

Obr. 35 Směr měřené intenzity H na Obr. 36

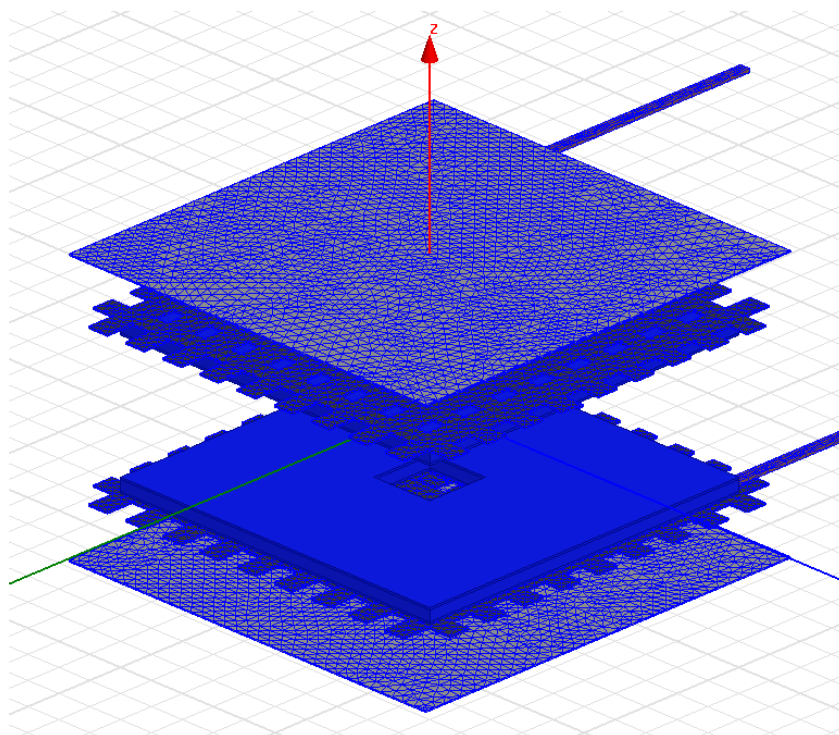


Obr. 36 Velikost intenzity magnetického pole H v soustavách 3 a 4

Jelikož v návrhu na Obr. 22 jsou soustavy navrženy s mezerami mezi ferity a v simulaci jako masivní desky, muselo se počítat s tím, že unikající pole by ve skutečnosti bylo ještě vyšší než v simulaci. Po této úvaze bylo rozhodnuto, že se feritové stínění musí ještě doplnit o přídavné stínění.

6.1 Přídavné stínění

Na základě poznatků z kapitoly 6 byly vytvořeny dva modely, do nichž se přidala hliníková deska o tloušťce 2 mm, která byla umístěna 8 cm nad feritové stínění. Vzdálenost desky od feritového stínění byla zvolena tak, aby co nejméně ovlivňovala indukčnost cívek. Model soustavy 4 je na Obr. 37. Maximální velikost elementu výpočetní sítě se nastavila na hodnotu 20 mm.



Obr. 37 Soustava 3 s přidaným doplňkovým stíněním a zobrazenou výpočetní sítí

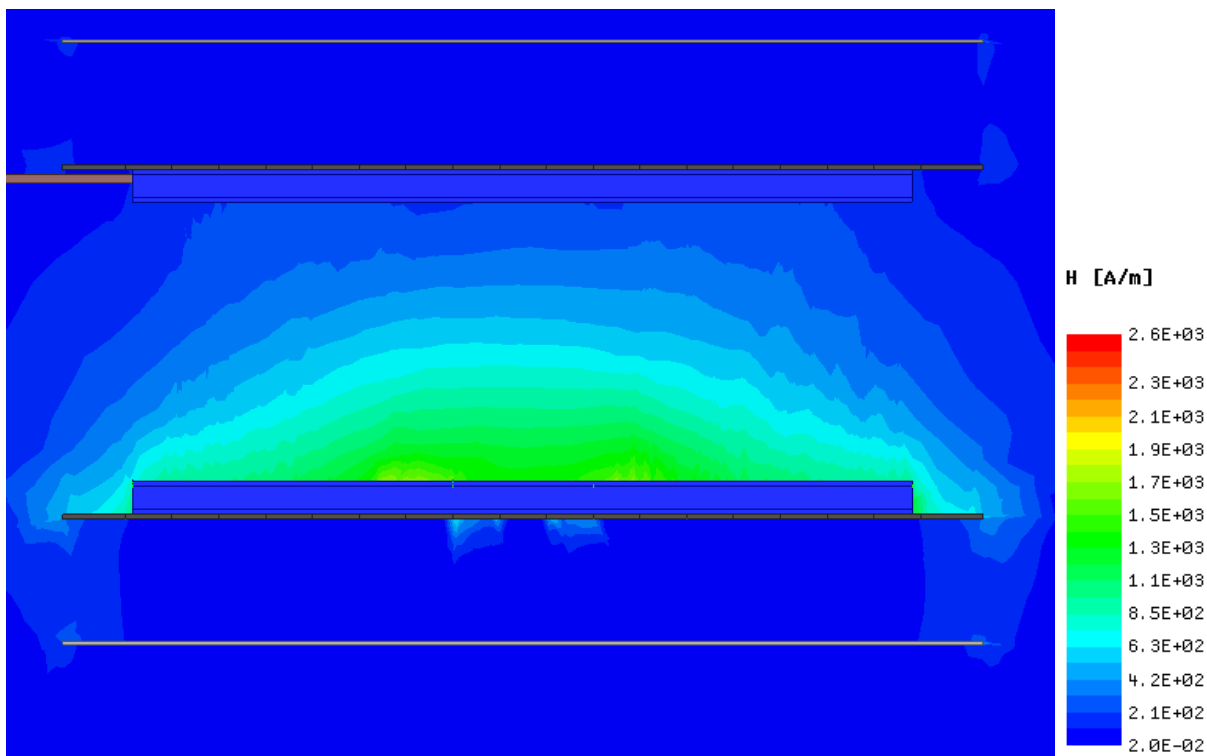
Hliníková deska eliminuje unikající pole z feritového stínění tak, že se v jejím objemu budou tvořit vířivé proudy, které vytvoří vlastní magnetické pole, jenž bude působit proti původnímu poli a snižovat jeho velikost.

Pro modely s hliníkovou deskou byl definován ztrátový model feritů (*Core Loss*):

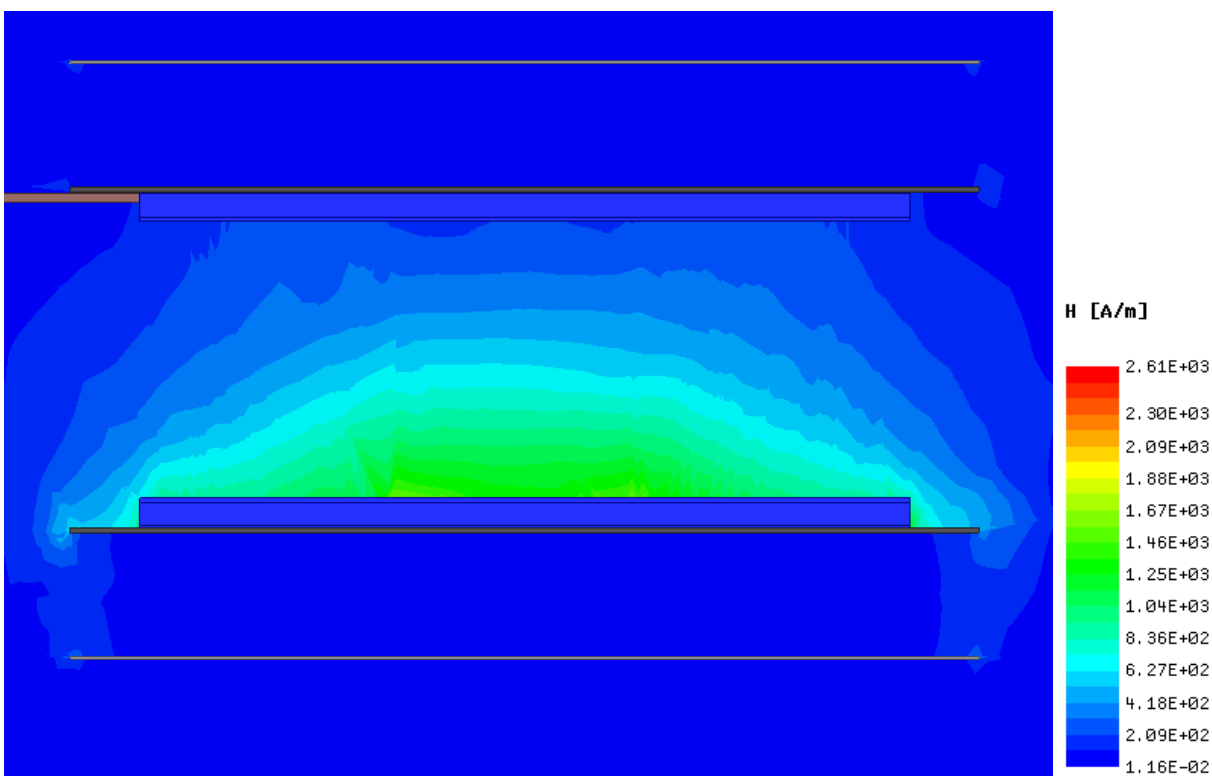
- $Kh = 108,81061587432$
- $Kc = 0,000335224418421989$

Kde Kh je hysterezní koeficient a Kc koeficient vířivých proudů. Pro ostatní koeficienty byla zvolena 0. Tyto hodnoty byly odvozeny programem ANSYS po zadání velikostí ztrát při různých frekvencích a magnetické indukci působící na ferity. Ztrátový model byl odvozen na základě informací o materiálu N87 poskytnutých výrobcem. Jelikož velikost ztrát nezávisí pouze na velikosti frekvence a indukce, ale i na teplotě, byly uvažovány ztráty při teplotě feritů

50 °C. Na následujících obrázcích se nachází výsledné magnetické pole soustav s hliníkovou deskou.



Obr. 38 Soustava 3 s doplňkovým stíněním



Obr. 39 Soustava 4 s doplňkovým stíněním

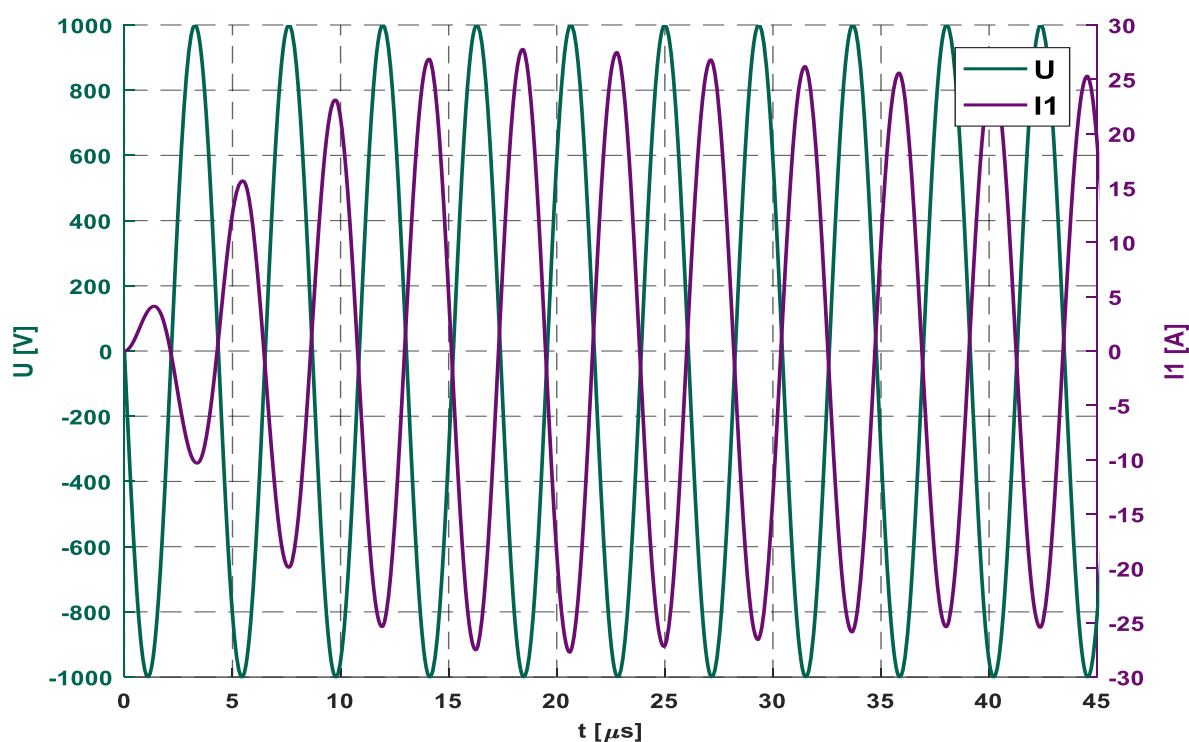
6.2 Účinnost

Následující tabulka obsahuje velikost kompenzačních kondenzátorů, odporu zátěže a vypočtené indukčnosti cívek z transientní analýzy.

Tab. 6 Vypočtené parametry

Soustava	C [nF]	R_z [Ω]	L [μ H]	M [μ H]
Bez stínění	3,2488	34,8789	147,390	24,1348
Soustava 3	1,8407	91,7048	260,135	63,4575
Soustava 4	1,7849	97,0498	268,276	67,1561
Soustava 3 s deskou	1,8457	91,7845	259,429	63,5126
Soustava 4 s deskou	1,7828	97,3063	268,580	67,3336

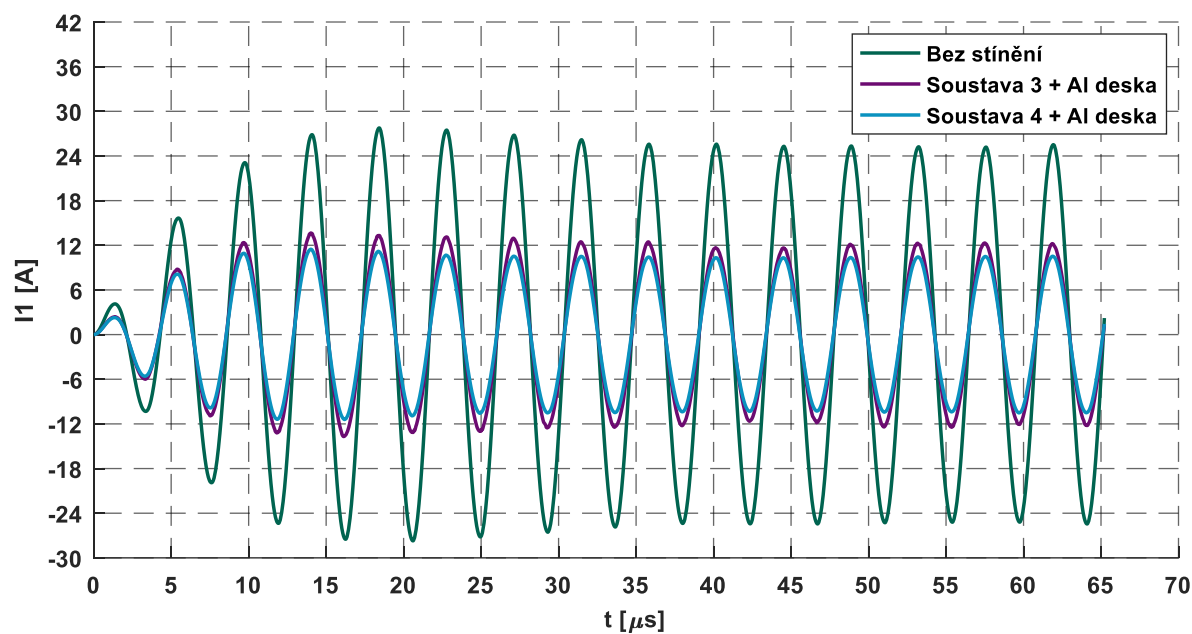
Na Obr. 40 můžeme vidět průběh napájecího napětí U_z a proudu I_1 procházejícího primární cívkou soustavy bez stínění. Můžeme pozorovat, že obvod je v rezonanci. Proud I_1 soustavy bez stínění a soustav s hliníkovou deskou jsou na Obr. 41.



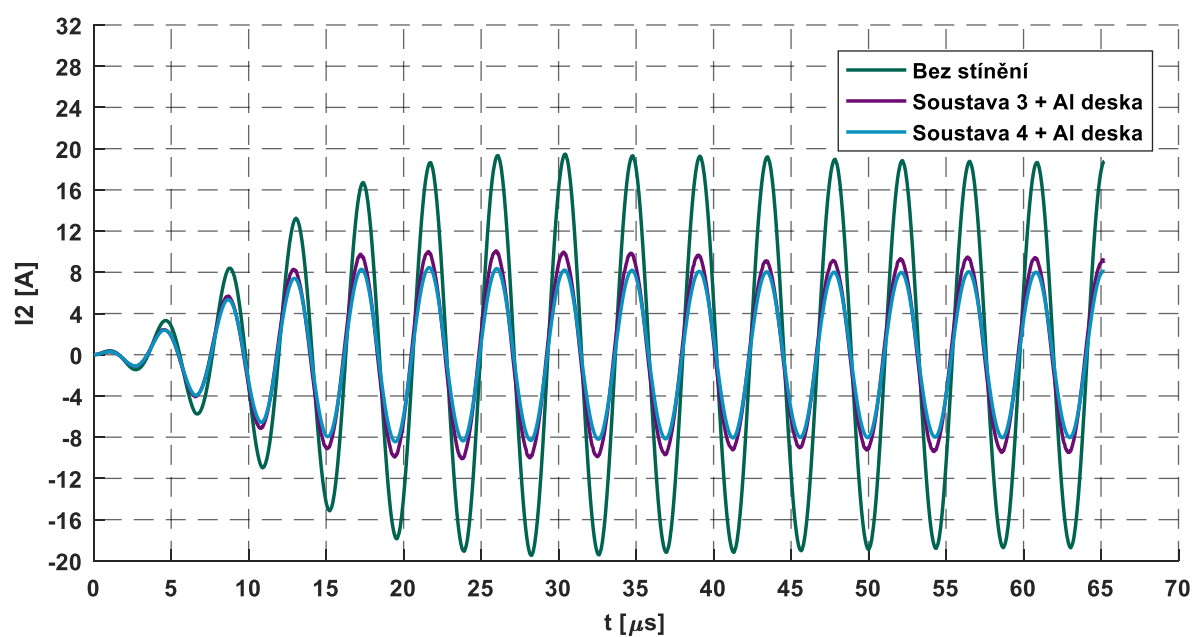
Obr. 40 Průběh napájecího napětí a proudu I_1 nestíněné soustavy

Tab. 7 Hodnoty proudů soustav

Soustava	I_{1max} [A]	I_{2max} [A]	I_{1ef} [A]	I_{2ef} [A]
Bez stínění	25,51	18,66	18,03	13,19
Soustava 3	10,18	8,30	7,19	5,86
Soustava 4	9,59	7,90	6,78	5,58
Soustava 3 s deskou	12,22	9,42	8,64	6,66
Soustava 4 s deskou	10,53	8,10	7,44	5,72

Obr. 41 Porovnání proudů I_1

Proudy I_2 , které prochází připojenou zátěží, jsou znázorněny na následujícím obrázku.

Obr. 42 Porovnání proudů I_2

Bez stínění

$$\eta = \frac{13,19^2 \cdot 34,88}{18,03^2 \cdot 0,25 + 13,19^2 \cdot (0,25 + 34,88)} \cdot 100 = 97,99 \% \quad (79)$$

Soustava 3

$$\eta = \frac{5,86^2 \cdot 91,70}{7,19^2 \cdot 0,25 + 5,86^2 \cdot (0,25 + 91,70)} \cdot 100 = 99,32 \% \quad (80)$$

Soustava 4

$$\eta = \frac{5,58^2 \cdot 97,04}{6,78^2 \cdot 0,25 + 5,58^2 \cdot (0,25 + 97,04)} \cdot 100 = 99,37 \% \quad (81)$$

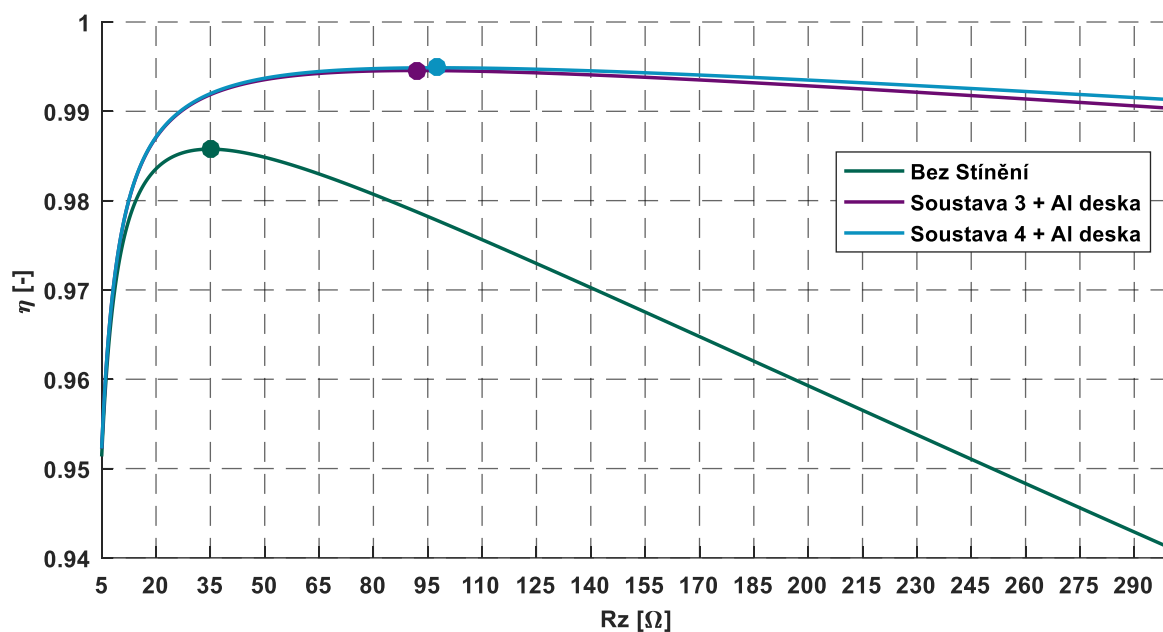
Soustava 3 + Al deska

$$\eta = \frac{6,66^2 \cdot 91,78}{8,64^2 \cdot 0,25 + 6,66^2 \cdot (0,25 + 91,78)} \cdot 100 = 99,27 \% \quad (82)$$

Soustava 4 + Al deska

$$\eta = \frac{5,72^2 \cdot 97,30}{7,44^2 \cdot 0,25 + 5,72^2 \cdot (0,25 + 97,30)} \cdot 100 = 99,31 \% \quad (83)$$

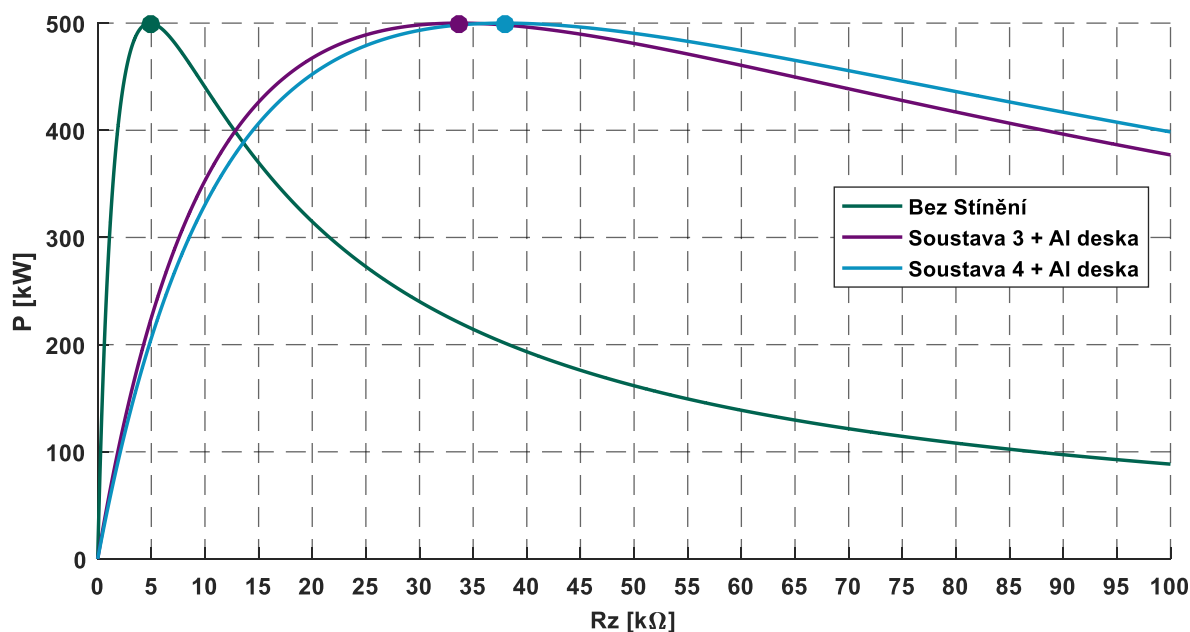
Účinnost stíněných soustav je až o 1–2 % vyšší než účinnost nestíněných soustav. To samé platí i pro modely s hliníkovou deskou, ve kterých byl nastaven ztrátový model pro ferity. Jak již bylo zmíněno v kapitole 6, můžeme předpokládat, že z feritového stínění unikne více pole. Do hliníkové desky se budou indukovat větší vířivé proudy, které budou způsobovat dodatečné ztráty. Z této skutečnosti plyne, že účinnost stíněných soustav se bude velmi blížit účinnosti nestíněné soustavy, ale bude nižší oproti výsledkům simulace.



Obr. 43 Charakteristiky účinnosti modelovaných soustav

Z grafu vyplývá, že účinnost nestíněné soustavy klesá rychleji než účinnost stíněné soustavy. Účinnosti soustav 3 a 4 jsou téměř stejné. S ohlednutím na náklady se soustava 3 jeví jako lepší možnost.

6.3 Výkon



Obr. 44 Charakteristiky výkonu modelovaných soustav

Na Obr. 44 jsou vyobrazeny výkonové charakteristiky (pro $h = 20$ cm). Body značí dosažený výkon při optimalizaci zátěže pro přenos maximálního výkonu. Pro stíněné soustavy platí,

že velikost odporu R_z musí být vyšší, abychom dosáhli maximálního výkonu. Tato skutečnost vyplývá ze zvýšených indukčností cívek a vyššího činitele vazby.

V simulaci však byly systémy optimalizovány na maximální účinnost přenosu. Vypočtené výkony zátěže jsou:

Bez stínění

$$P_z = 13,92^2 \cdot 34,88 = 6068,28 \text{ W} \quad (84)$$

Soustava 3

$$P_z = 5,86^2 \cdot 91,70 = 3148,94 \text{ W} \quad (85)$$

Soustava 4

$$P_z = 5,58^2 \cdot 97,04 = 3021,47 \text{ W} \quad (86)$$

Soustava 3 + Al deska

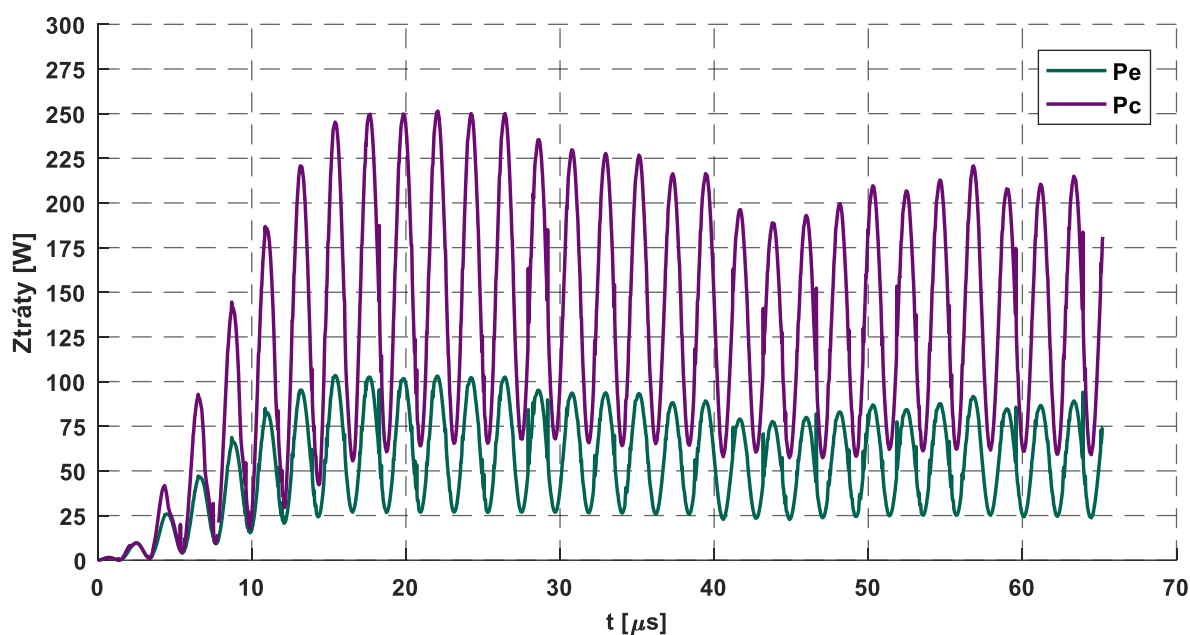
$$P_z = 6,66^2 \cdot 91,78 = 4071 \text{ W} \quad (87)$$

Soustava 4 + Al deska

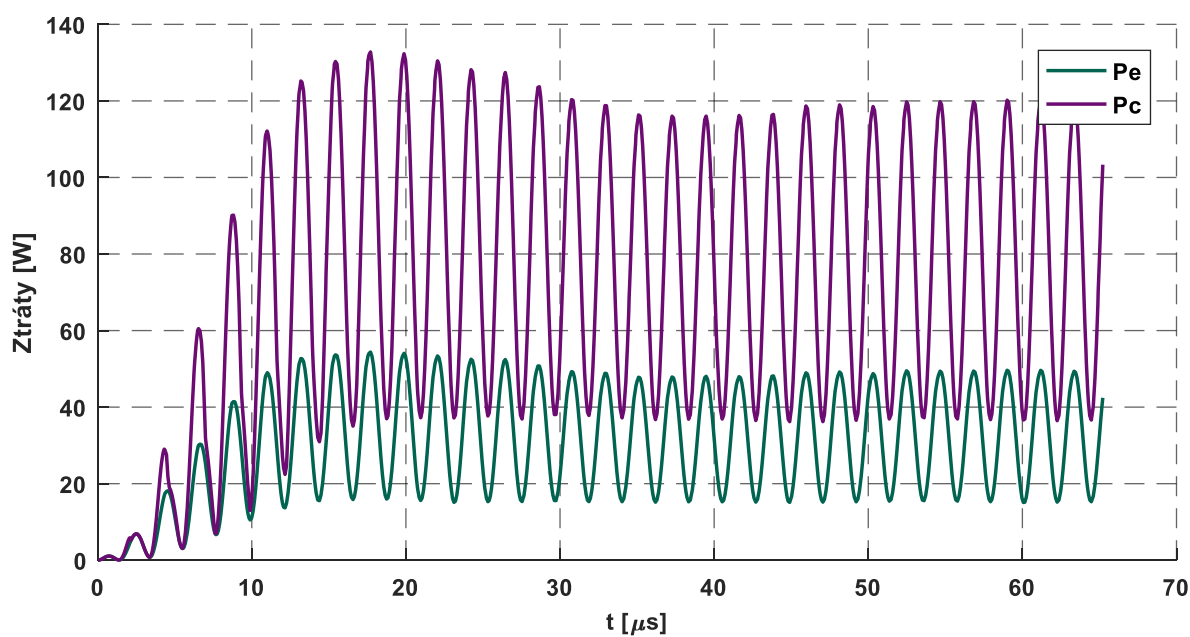
$$P_z = 5,72^2 \cdot 97,30 = 3183,5 \text{ W} \quad (88)$$

Z výpočtů je patrné, že při optimalizaci zátěže pro maximální účinnost klesá výkon dramaticky oproti systému optimalizovanému pro přenos maximálního výkonu. Tato úvaha potvrzuje výroky v teoretické části. Výkon stíněných systémů je nižší, než výkon systému bez stínění o přibližně 50 %.

Na následujících obrázcích jsou ztráty, které byly vypočítány dle ztrátového modelu definovaného v kapitole 6.1. P_e představuje podíl ztrát vířivými proudy a ztráty P_c jsou celkové ztráty ve feritech.



Obr. 45 Ztráty v soustavě 3 s hliníkovou deskou



Obr. 46 Ztráty v soustavě 4 s hliníkovou deskou

Jelikož se ztráty ve feritech pohybují vzhledem k výkonům soustav v nezanedbatelných hodnotách, je na následující tabulce vypočten poměr střední hodnoty ztrát P_c ve feritech a výkonu zátěže.

Tab. 8 Poměr ztrát ve feritech a výkonu zátěže

Soustava	P_z [W]	P_c [W]	Poměr [%]
Soustava 3 s deskou	4071	135,72	3,33
Soustava 4 s deskou	3183,5	77,79	2,44

V kapitole 6.2 bylo zmíněno, že účinnost systému bude ve skutečnosti nižší, než plyne z výpočtů. Srovnání ztrát a výkonu zátěže je s tímto tvrzením v souladu.

7 Závěr

Prvním předpokladem pro to, aby systém bezdrátového přenosu energie pracoval optimálně, je jeho provoz v rezonanci. Při S–S rezonanci protéká obvodem nejvyšší proud, reaktance cívek a kondenzátorů se neprojeví a impedance celého obvodu je nejnižší. Dále je nutné navrhnout obě cívky tak, aby se maximalizoval součin $k \cdot Q$, a to zvolením vhodné geometrie cívek a minimalizováním odporu vinutí R . Účinnost i přenesený výkon jsou závislé na velikosti zátěže. K tomu, abychom dosáhli maximálního pracovního bodu, je nutné optimalizovat velikost zátěže. Tu lze optimalizovat buď na přenos maximální účinnosti, nebo přenos maximálního výkonu – nelze dosáhnout obou režimů zároveň. Z toho plyne, že existují dva základní režimy: přenos maximální účinnosti a přenos maximálního výkonu. Pokud je přenesený výkon maximální, je účinnost přenosu pouze 50 %. Naopak, pokud je účinnost systému nejvyšší, nabývá výkon zátěže mnohem nižších hodnot.

Stínění bezdrátového přenosu energie je nezbytnou součástí celého systému. Kladou se na něj velké požadavky a existují doporučené normy na velikost elektromagnetického pole působícího na člověka. Nejprokázanější účinky na lidské zdraví jsou účinky na zrak člověka a zhoršená motorika, ostatní možné účinky nejsou probádané tak, aby je bylo možné pevně vyvrátit, nebo potvrdit. Ze simulace plyne, že navržené stínění efektivně odstíní elektromagnetické pole, nicméně je nutné vzít v potaz počítané soustavy, které byly modelovány jako masivní desky. Ve skutečnosti by stínění bylo sestaveno z jednotlivých feritů o rozměrech 30 x 20 mm a vznikly by mezi nimi mezery, které se jeví jako nezanedbatelné. V kapitole 6 je možné vidět, že v mezerách soustavy 3 magnetické pole uniká mimo stínění. Ve skutečnosti bude unikat ještě více pole mimo stínění vlivem mezer mezi ferity. Proto je nutné doplňkové stínění ve formě hliníkových desek, ve kterých se budou indukovat vířivé proudy, jejichž pole bude působit proti unikajícímu poli mimo ferity.

Účinnost ze simulace vychází o 1–2 % vyšší u stíněných soustav. Pokud budeme uvažovat poznatky zmíněné v předchozím odstavci, můžeme předpokládat, že do hliníkové desky bude unikat větší pole než v simulaci. Ztráty vířivými proudy budou ve skutečnosti vyšší. Další ztráty, které účinnost negativně ovlivní, budou ztráty v elektrickém obvodu a ve feritech. Ke snížení účinnosti dále přispějí hysterezní ztráty vlivem magnetování feritů, ty ale nebudou příliš velké, protože využití ferity mají velmi úzkou hysterezní smyčku. Z tohoto můžeme usoudit, že se účinnost stíněného systému bude ve skutečnosti blížit účinnosti nestíněného systému, ale bude nižší.

Seznam obrázků

Obr. 1 Křivka prvotní magnetizace feromagnetického materiálu	14
Obr. 2 Impedance obvodu v závislosti na frekvenci	17
Obr. 3 Proud protékající obvodem v závislosti na frekvenci	17
Obr. 4 Napětí v závislosti na frekvenci	18
Obr. 5 Ekvivalentní obvod systému s dvěma cívkami [1].....	21
Obr. 6 Závislost primární kompenzační kapacity C_1 na činiteli vazby.....	22
Obr. 7 Ekvivalentní obvod systému bezdrátového přenosu energie [6].....	23
Obr. 8 Závislost činitele vazby na vzdálenosti kruhových cívek	25
Obr. 9 Účinnost přenosu	26
Obr. 10 Výkon zátěže	26
Obr. 11 Závislost účinnosti systému na velikosti zátěže	27
Obr. 12 Závislost výstupního výkonu na připojené zátěži	29
Obr. 13 Účinnost přenosu a výstupní výkon v závislosti na připojené zátěži	29
Obr. 14 Sekundární cívka nakrátko (vlevo), přepočtená indukčnost (vpravo) [18].....	30
Obr. 15 Obvod s připojenou zátěží (vlevo), přepočítaná impedance na primární stranu (vpravo) [18]	31
Obr. 16 Transformovaný obvod s R_{ref} [18].....	32
Obr. 17 Náhradní schéma systému se třemi cívkami [15]	33
Obr. 18 Náhradní schéma obvodu se 4 cívkami [15].....	34
Obr. 19 Vyšetřovaný model bezkontaktního přenosu energie	38
Obr. 20 Sestava modelu.....	38
Obr. 21 Vinutí	39
Obr. 22 Návrh soustav stínění.....	39
Obr. 23 Obvod modelu	41
Obr. 24 Magnetické pole nestíněné soustavy	42
Obr. 25 Výpočetní model soustavy 3	42
Obr. 26 Výpočetní model soustavy 4	43
Obr. 27 Schéma simulace	44
Obr. 28 Graf závislosti činitele vazby na změně vzdálenosti	45
Obr. 29 Soustava bez stínění: pole pod ferity	46
Obr. 30 Soustava bez stínění: pohled z boku	47
Obr. 31 Soustava 3: pole pod ferity.....	47
Obr. 32 Soustava 3: pohled z boku	48
Obr. 33 Soustava 4: pole pod ferity.....	48
Obr. 34 Soustava 4: pohled z boku	49
Obr. 35 Směr měřené intenzity H na Obr. 36.....	49
Obr. 36 Velikost intenzity magnetického pole H v soustavách 3 a 4	50
Obr. 37 Soustava 3 s přidáním doplňkovým stíněním a zobrazenou výpočetní sítí	51
Obr. 38 Soustava 3 s doplňkovým stíněním	52

Obr. 39 Soustava 4 s doplňkovým stíněním	52
Obr. 40 Průběh napájecího napětí a proudu I_1 nestíněné soustavy	53
Obr. 41 Porovnání proudů I_1	54
Obr. 42 Porovnání proudů I_2	54
Obr. 43 Charakteristiky účinnosti modelovaných soustav	56
Obr. 44 Charakteristiky výkonu modelovaných soustav	56
Obr. 45 Ztráty v soustavě 3 s hliníkovou deskou	58
Obr. 46 Ztráty v soustavě 4 s hliníkovou deskou	58
Obr. 47 Rozměry víka	67
Obr. 48 Kříž (vlevo), vnitřní rám (vpravo).....	67
Obr. 49 Vnější rám	68

Seznam tabulek

Tab. 1 Základní povolené hodnoty elektrického pole v těle [5]	36
Tab. 2 Referenční hodnoty magnetického pole [5]	37
Tab. 3 Maximální dotykový proud [5]	37
Tab. 4 Vypočtené náklady	40
Tab. 5 Vypočtený činitel vazby	45
Tab. 6 Vypočtené parametry	53
Tab. 7 Hodnoty proudů soustav	53
Tab. 8 Poměr ztrát ve feritech a výkonu zátěže	59

Seznam literatury

- [1] BARMAN, Surajit Das, Ahmed Wasif REZA, Narendra KUMAR, Md Ershadul KARIM a Abu Bakar MUNIR. Wireless powering by magnetic resonant coupling: Recent trends in wireless power transfer system and its applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* [online]. 2015, **51**, 1525–1552. ISSN 18790690. Dostupné z: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.07.031>
- [2] ZHONG, W. X. a S. Y. R. HUI. Maximum Energy Efficiency Tracking for Wireless Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics* [online]. 2015, **30**(7), 4025–4034. ISSN 0885-8993. Dostupné z: [doi:10.1109/TPEL.2014.2351496](https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2351496)
- [3] SPANIK, P., M. FRIVALDSKY, M. PIRI a V. KINDL. Wireless power transfer system with reduced voltage stress on compensation capacitors. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* [online]. B.m.: IEEE, 2016, s. 1190–1195. ISBN 978-1-5090-3474-1. Dostupné z: [doi:10.1109/IECON.2016.7793103](https://doi.org/10.1109/IECON.2016.7793103)
- [4] *Wireless Power Consortium* [online]. [vid. 2016-12-20]. Dostupné z: <http://www.wirelesspowerconsortium.com>
- [5] CRUZ, Victor. Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 Hz to 100 kHz). *Health Physics* [online]. 2009, **26**(1), 104–112. ISSN 0143-3636. Dostupné z: [doi:10.1097/HP.0b013e3181f06c86](https://doi.org/10.1097/HP.0b013e3181f06c86)
- [6] MAYER, Daniel. *Aplikovaný elektromagnetismus: úvod do makroskopické teorie elektromagnetického pole pro elektrotechnické inženýry*. 2. vyd. České Budějovice: Kopp, 2012. ISBN 978-80-7232-436-1.
- [7] KHANACADEMY. *What is magnetic flux?* [online]. [vid. 2017-01-15]. Dostupné z: <https://www.khanacademy.org/science/physics/magnetic-forces-and-magnetic-fields/magnetic-flux-faradays-law/a/what-is-magnetic-flux>
- [8] KONG, Sunkyu, Jonghoon KIM, Bumhee BAE, Jonghoon J. KIM, Sukjin KIM a Joungho KIM. Electromagnetic Radiated Emissions from a Wireless Power Transfer System using a Resonant Magnetic Field Coupling. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Tokyo* [online]. B.m.: IEEE, 2014, s. 406–409. ISBN 978-4-8855-2287-1. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6997183/>
- [9] MAYER, Daniel. *Úvod do teorie elektrických obvodů*. B.m.: SNTL - Státní nakladatelství technické literatury, 1981.
- [10] DING, Weidong a Xu WANG. Magnetically coupled resonant using Mn-Zn ferrite for wireless power transfer. In: *2014 15th International Conference on Electronic Packaging Technology* [online]. B.m.: IEEE, 2014, s. 1561–1564. ISBN 978-1-4799-4707-2. Dostupné z: [doi:10.1109/ICEPT.2014.6922952](https://doi.org/10.1109/ICEPT.2014.6922952)
- [11] KURS, André, Aristeidis KARALIS, Robert MOFFATT, John D. JOANNOPOULOS, Peter FISHER a Marin SOLJACIC. Wireless Power Transfer Via Strongly Coupled Magnetic Resonances. *Science* [online]. 2007, **317**(5834), 83–86. ISSN 0036-8075. Dostupné z: [doi:10.1126/science.1143254](https://doi.org/10.1126/science.1143254)
- [12] SIQI LI a Chunting Chris MI. Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* [online]. 2015, **3**(1), 4–17. ISSN 2168-6777. Dostupné z: [doi:10.1109/JESTPE.2014.2319453](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2014.2319453)
- [13] WANG, Chwei-Sen, Grant A. COVIC a Oskarh H. STIELAU. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. 2004, **51**(1), 148–157. ISSN 1557-9948. Dostupné z: [doi:10.1109/TIE.2003.822038](https://doi.org/10.1109/TIE.2003.822038)
- [14] HATA, Katsuhiko, Takehiro IMURA a Yoichi HORI. Efficiency maximization of wireless power transfer based on simultaneous estimation of generalized two parameters. In: *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)* [online]. B.m.: IEEE, 2016, s. 1–6. ISBN 978-1-5090-1546-7. Dostupné z: [doi:10.1109/SPEC.2016.7846070](https://doi.org/10.1109/SPEC.2016.7846070)

- [15] WANG, Zhenshi, Xuezhe WEI a Haifeng DAI. Principle Elaboration and System Structure Validation of Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances. In: *2013 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)* [online]. B.m.: IEEE, 2013, s. 1–6. ISBN 978-1-4799-0720-5. Dostupné z: doi:10.1109/VPPC.2013.6671701
- [16] SAMPATH, J. P. K., A. ALPHONES, D. M. VILATHGAMUWA, Andrew ONG a X. B. NGUYEN. Coil enhancements for high efficiency wireless power transfer applications. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* [online]. B.m.: IEEE, 2014, s. 2978–2983. ISBN 978-1-4799-4032-5. Dostupné z: doi:10.1109/IECON.2014.7048933
- [17] JUNG, Youn-kwon a Bomson LEE. Design of adaptive optimal load circuit for maximum wireless power transfer efficiency. In: *2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)* [online]. B.m.: IEEE, 2013, s. 1221–1223. ISBN 978-1-4799-1472-2. Dostupné z: doi:10.1109/APMC.2013.6695078
- [18] KIRAN, K. B. Sai, S. BRAHMA, S. K. PARIDA a R. K. BEHERA. Analysis of inductive resonant coupled WPT system using Reflected Load Theory. In: *2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)* [online]. B.m.: IEEE, 2014, s. 1–6. ISBN 978-1-4799-6373-7. Dostupné z: doi:10.1109/PEDES.2014.7041987
- [19] YANG, Ching-Wen a Chin-Lung YANG. Analysis of inductive coupling coils for extending distances of efficient wireless power transmission. In: *2013 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO)* [online]. B.m.: IEEE, 2013, s. 1–3. ISBN 978-1-4673-6096-8. Dostupné z: doi:10.1109/IMWS-BIO.2013.6756177
- [20] XINZHI SHI, CHANG QI, HOUXIANG XU a SHUANGLI YE. Study of wireless energy transfer by magnetic resonance coupling with two loads. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* [online]. B.m.: IEEE, 2016, s. 4565–4569. ISBN 978-1-5090-3474-1. Dostupné z: doi:10.1109/IECON.2016.7793274
- [21] ZHANG, Jian, Yuan XINMEI a Wang CHUANG. A study of three-coil magnetically coupled resonators for wireless power transfer. In: *2015 IEEE International Wireless Symposium (IWS 2015)* [online]. B.m.: IEEE, 2015, s. 1–4. ISBN 978-1-4799-1928-4. Dostupné z: doi:10.1109/IEEE-IWS.2015.7164536
- [22] ZHANG, Jian, Xinmei YUAN, Chuang WANG a Yang HE. Comparative Analysis of Two-Coil and Three-Coil Structures for Wireless Power Transfer. *IEEE Transactions on Power Electronics* [online]. 2017, **32**(1), 341–352. ISSN 0885-8993. Dostupné z: doi:10.1109/TPEL.2016.2526780

Příloha 1



ELP 32/6/20 with I 32/3/20

Core and accessories (with clamp recess)

B66287, B66288

Core set EILP 32

Combination:

ELP 32/6/20 with I 32/3/20

- To IEC 62317-9
- Delivery mode: single units

Magnetic characteristics (per set)

$$\Sigma l/A = 0.27 \text{ mm}^{-1}$$

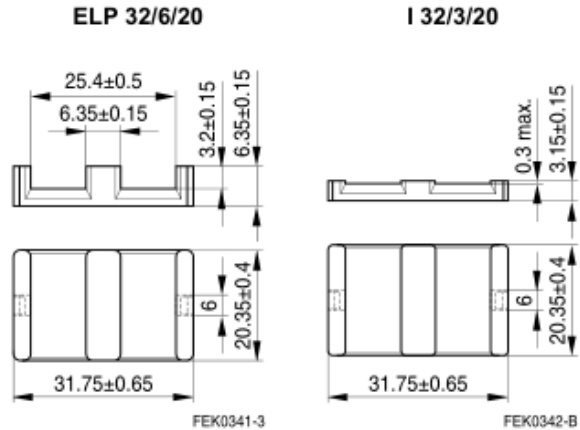
$$l_e = 35.1 \text{ mm}$$

$$A_e = 130 \text{ mm}^2$$

$$A_{\min} = 128 \text{ mm}^2$$

$$V_e = 4560 \text{ mm}^3$$

Approx. weight 24 g/set



Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	P_V W/set	Ordering code (per piece)
N49	4400 ±25%	950	< 1.20 (50 mT, 500 kHz, 100 °C)	B66287G0000X149 (ELP core) B66287P0000X149 (I core)
N92	4800 ±25%	1031	< 3.20 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66287G0000X192 (ELP core) B66287P0000X192 (I core)
N87	6300 ±25%	1350	< 2.90 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66287G0000X187 (ELP core) B66287P0000X187 (I core)
N97	6300 ±25%	1350	< 2.20 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66287G0000X197 (ELP core) B66287P0000X197 (I core)

Calculation factors (for formulas, see "E cores: general information", page 372)

EILP 32:

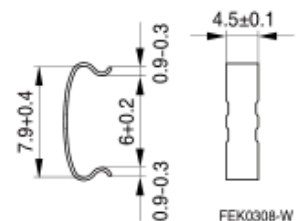
Material	Relationship between air gap – A_L value		Calculation of saturation current			
	K1 (25 °C)	K2 (25 °C)	K3 (25 °C)	K4 (25 °C)	K3 (100 °C)	K4 (100 °C)
N87	234	-0.777	379	-0.796	329	-0.873

Validity range: K1, K2: 0.10 mm < s < 1.50 mm
K3, K4: 150 nH < A_L < 1000 nH

Clamp

Ordering code per piece, 2 pieces required.

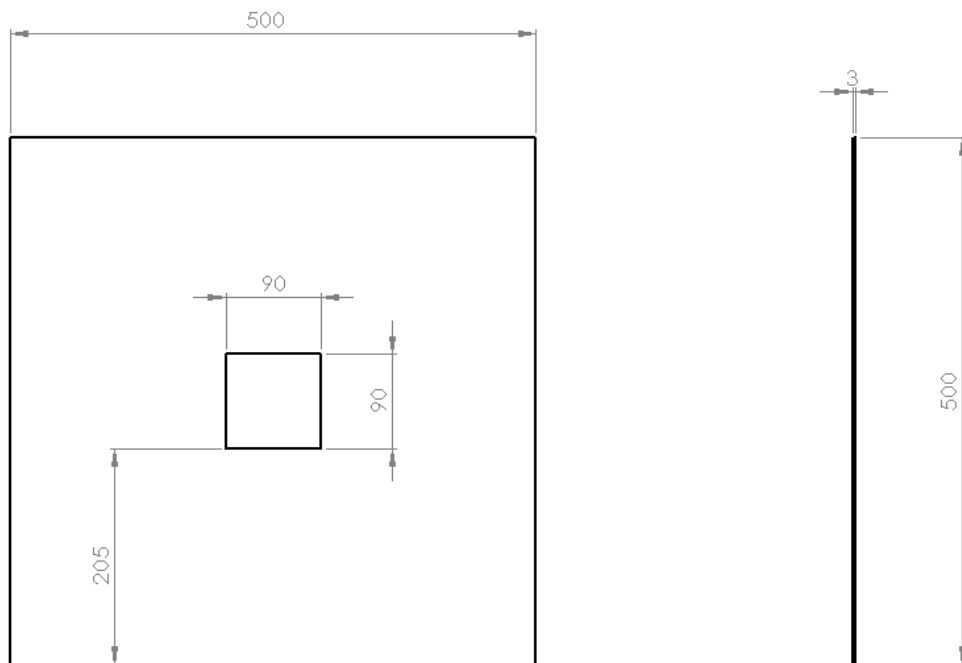
Ordering code: B66288F2204X000



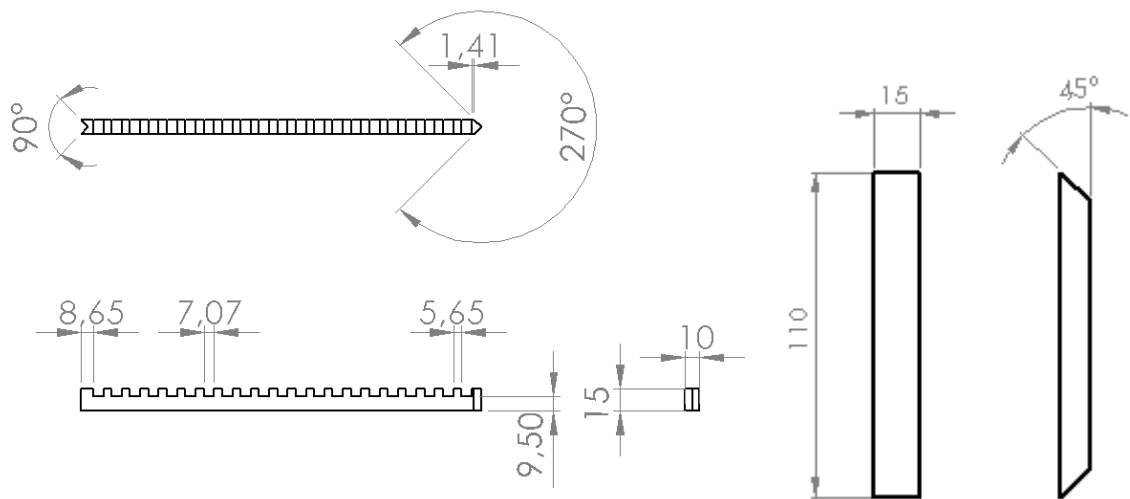
Please read *Cautions and warnings* and *Important notes* at the end of this document.

3 01/08

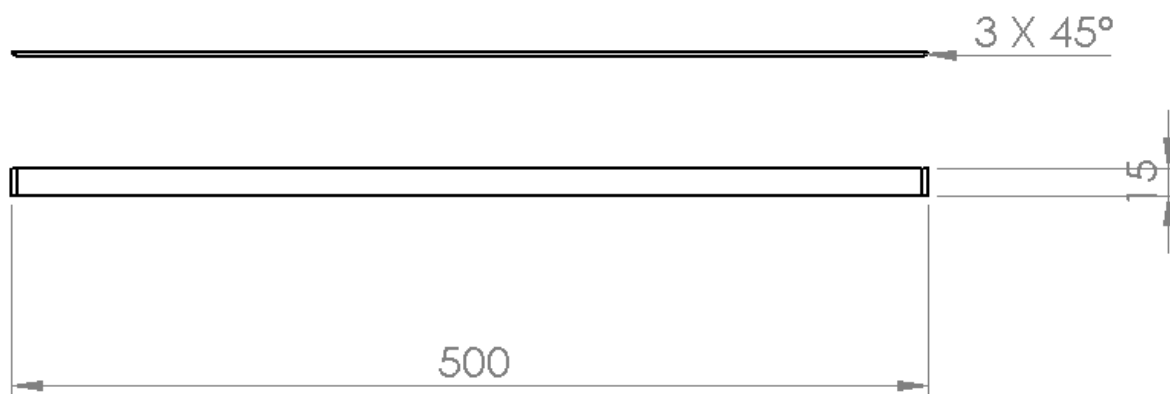
Příloha 2



Obr. 47 Rozměry víka



Obr. 48 Kříž (vlevo), vnitřní rám (vpravo)



Obr. 49 Vnější rám