

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra měřicí a řídicí techniky

Realizace syntetické indukčnosti se sériovým odporem
Realisation of Nonideal Inductor

2010

Jana Nowaková

Místopřísežné prohlášení

„Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracovala samostatně. Uvedla jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpala.“

V Ostravě dne 7. května 2010

Jana Nowaková

Poděkování

Děkuji paní Ing. Jitce Mohylové, Ph.D. za vedení při vypracování bakalářské práce a za cenné připomínky a rady.

Dále děkuji Artemis Nowakové za vytvoření studijní atmosféry při psaní bakalářské práce.

Abstrakt

Syntetická indukčnost se sériovým odporem je zapojení, které transformuje kapacitu na ekvivalentní indukčnost. Cílem práce je vytvořit zadání laboratorní úlohy, kterou bude možné použít ve vybraných předmětech se zaměřením na teorii elektronických obvodů, která by měla sloužit studentům k praktickému ověření základních vlastností tohoto zapojení. Práce se bude zabývat teoretickým rozбором tohoto zapojení, určením vstupní impedance, určením vztahu pro přepočítání mezi vstupní impedancí syntetické indukčnosti se sériovým odporem a ekvivalentním zapojením odporu a indukčnosti do série a určením přenosu obvodu s aplikací syntetické indukčnosti se sériovým odporem. Následně se bude práce zabývat ověřením teoretických předpokladů pomocí měření a jejich verifikací simulací v MicroCapu a popisem praktického využití tohoto zapojení.

Klíčová slova

Prescottův syntetický induktor, Operační zesilovač, Matlab, MicroCap

Abstract

The nonideal inductor with series resistor is a circuitry transforming the capacity into the equivalent inductance. The purpose of this work is to create the assignment of the laboratory task. The laboratory task can be applied in selected courses focused on the theory of the electronic circuits giving the students an ability of practical verification of the basic characteristics of this circuitry. The work deals with a theoretical analysis of this circuitry, the determination of an input impedance, the determination of relation for the conversion between an input impedance of the nonideal inductor with series resistor and an equivalent series circuitry of a resistor and inductance, and the formulation of the transfer function of circuit with the application of the nonideal inductor with series resistor. Consequently the work will deal with the verification of theoretical assumptions by real measurement, the verification by simulation in the *MicroCap*, and the description of the practical use of this circuitry.

Keywords

Prescott's nonideal inductor, Operational amplifier, *Matlab*, *MicroCap*

Seznam použitých zkratk

L_e	ekvivalentní indukčnost
OZ	operační zesilovač
SISR	syntetická indukčnost se sériovým odporem
R_e	ekvivalentní odpor sériovému odporu v zapojení SISR
R_p	předřadný odpor
U_{IN}	vstupní napětí
U_{OUT}	výstupní napětí
AC	alternating current – střídavý proud

Obsah

1	Úvod.....	I
2	Teoretický rozbor	III
2.1	Popis součástí k realizaci SISR	III
2.1.1	Operační zesilovač	III
2.1.2	Odporové součástky	IV
2.1.3	Kapacitní součástky	IV
2.2	Ekvivalentní zapojení s cívkou a teorie výpočtů.....	IV
2.2.1	Určení vstupní impedance.....	IV
2.2.1.1	Princip superpozice	V
2.2.1.2	Nulorová metoda.....	VI
2.2.2	Přenos soustavy	IX
2.2.2.1	Určení přenosu soustav vycházející z Ohmova zákona	IX
2.2.2.2	Určení přenosu soustav vycházející z diferenciálního způsobu popisu obvodových rovnic.....	X
2.2.2.3	Modulová kmitočtová charakteristika.....	XIV
2.2.2.4	Fázová kmitočtová charakteristika.....	XVI
2.3	Jiné možnosti realizace transformace kapacity na indukčnost.....	XVI
3	Praktická realizace	XX
3.1	Měření na ekvivalentním zapojení s cívkou.....	XX
3.2	Měření na syntetické indukčnosti.....	XXV
3.3	Porovnání naměřených charakteristik	XXX
3.3.1	Ekvivalentní obvod s cívkou.....	XXX
3.3.2	Syntetická indukčnost	XXX
3.3.3	Vzájemné porovnání	XXX
3.4	Program pro ověření správnosti naměřených kmitočtových charakteristik	XXX
3.4.1	Uživatelský manuál k programu „kmitoctove_charakteristiky“	XXXI
3.5	Vytvořená laboratorní úloha	XXXII
4	Možnosti a příklady využití SISR.....	XXXV
4.1	Pásmová zádrž se SISR.....	XXXV
4.2	Nízkofrekvenční korektor hloubky-výšky	XXXVI

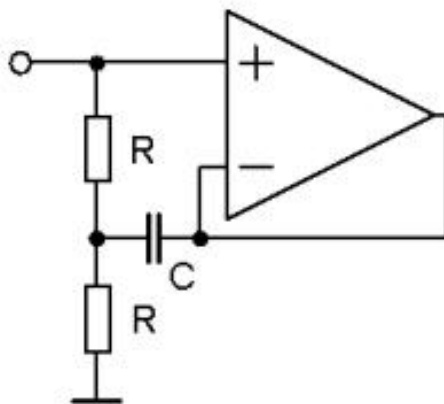
5	Závěr	XXXVII
	Literatura.....	XXXVIII
	Příloha 1 – Kód programu.....	Chyba! Záložka není definována.

1 Úvod

Fyzikálně se indukčnost realizuje cívkou, což většinou představuje vinutí mnoha závitů elektrickým vodičem. Při hromadné výrobě je tato realizace drahá, nepraktická, je obtížné při opakované výrobě dosáhnout stejné hodnoty indukčnosti. Na rozdíl od odporů a kondenzátorů, které jsou hromadně vyráběny v mnoha provedeních (řadách) s různými tolerancemi skutečné hodnoty, se cívky jako elektrické součástky prakticky nevyrábějí. Pro kvalitní funkci elektrických obvodů s cívkami je zpravidla zapotřebí cívky stínit proti rušivému vlivu magnetických polí. Výše uvedené skutečnosti jsou vysvětlením výhodnosti užití syntetické indukčnosti se sériovým odporem. Reálnou cívku lze nahradit elektrickým obvodem složeným z kondenzátoru, odporů a monolitického operačního zesilovače. Syntetická indukčnost se sériovým odporem (dále jen SISR) je typ gyrátoru či konvertoru, což je, dle literatury [9], neregocitní dvojbran, který mění zatěžovací imitanci v inverzní. Jeho admitanční matice má tvar

$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & -D \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$, kde D je gyrační vodivost [9]. Této podstaty se využije k simulaci indukčnosti za použití kapacity.

Základním zapojením SISR je zapojení Prescottova syntetického induktoru



Obrázek 1 Prescottův syntetický induktor

Jedná se o zapojení rozdílového (diferenčního) zesilovače, dále jen OZ, který svůj název získal díky svému původnímu účelu, kterým byla realizace spojitých matematických operací (např. inverze, součet, derivace, integrace) [1]. OZ byl základní součástí analogových počítačů. K velkému rozmachu využití OZ došlo v době, kdy začaly být komerčně vyráběny jako monolitické integrované obvody v jednom pouzdře.

Základním smyslem práce je vytvoření laboratorního cvičení pro studenty takovým způsobem, aby se studenti prakticky seznámili s funkcí obvodu SISR.

Práce bude zahrnovat všechny části zadání. Měřením jsou ověřeny teoretické předpoklady. Pro lepší práci s laboratorní úlohou je vytvořen jednoduchý program v programu Matlab, díky němuž si studenti budou sami moci ověřit správnost naměřených frekvenčních charakteristik. Pro úplnost jsou uvedeny také výsledky simulace provedeny v programu MicroCap.

2 Teoretický rozbor

2.1 Popis součástek k realizaci SISR

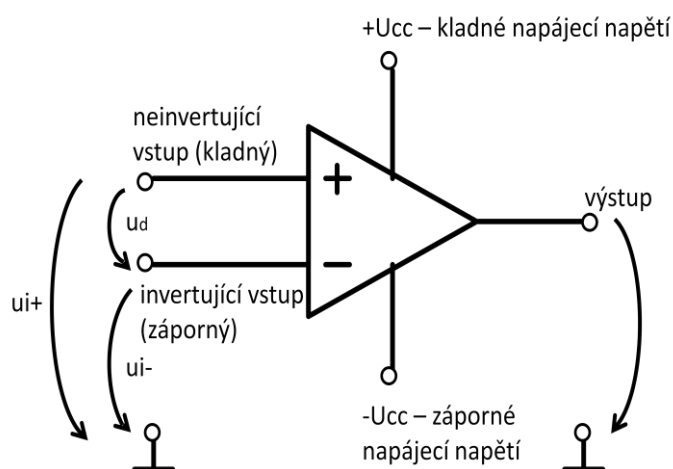
2.1.1 Operační zesilovač

Operační zesilovač, dále jen OZ, je základní stavební součástí syntetické indukčnosti se sériovým odporem, dále bude používána zkratka SISR. Budeme brát v úvahu ideální OZ. Za ideální OZ považujeme takový, který má tyto vlastnosti:

- je frekvenčně nezávislý (vlastnosti OZ nejsou závislé na frekvenci signálu, kterou OZ zpracovává),
- nekonečně velké napět'ové zesílení pro rozdílový signál,
- nekonečně velký vstupní odpor (nulové vstupní proudy),
- nulový výstupní odpor (výstupní napětí nezávislé na zátěži),
- fázový posun mezi vstupním a výstupním napětím je 0° nebo 180° ,
- nulové napět'ové zesílení pro součtový signál,
- zesilovač je dokonale symetrický – nulový offset,
- nulový šum zesilovače,
- nulový vliv změny teploty na vlastnosti OZ.

OZ s těmito vlastnostmi je fyzikálně nerealizovatelný, skutečný OZ se mu však více či méně blíží, při praktickém využití je třeba posoudit, zda lze považovat tento rozdíl za zanedbatelný nebo nikoli.

OZ má standardně 2 vstupy - invertující + a neinvertující -. Invertující na rozdíl od neinvertujícího vstupu obrací fázi vstupního signálu o 180° (o π). OZ ke své činnosti potřebuje napájení, které je zpravidla symetrické. Výstupní napětí skutečného OZ nikdy nemůže přesáhnout hodnotu napájecího napětí [1].



Obrázek 2 OZ s popisem jednotlivých vývodů [1]

OZ zesiluje rozdílové napětí mezi neinvertujícím a invertujícím vstupem $u_d = u_{i+} - u_{i-}$. Pro výstupní napětí u_o platí, že $u_o = A_u u_d$, kde A_u je vlastní zesílení OZ (bez zpětné vazby), (zesílení ideálního OZ je nekonečně velké), vztah je platný pouze pokud výstupní napětí OZ je menší, než napájecí (již zmíněná podmínky skutečného OZ) [1].

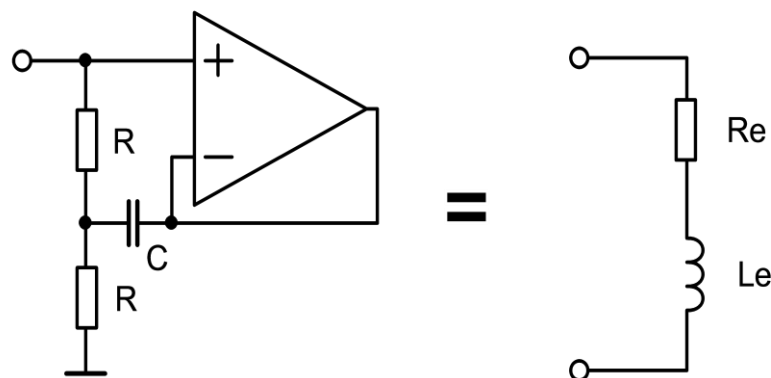
2.1.2 Odporové součástky

Rezistory budou považovány za ideální, nebude se uvažovat jejich parazitní indukčnost a kapacita. Rezistory jsou vyráběny v různých odporových řadách jmenovitých hodnot.

2.1.3 Kapacitní součástky

Kapacitory taktéž budou považovány za ideální prvky, bude se uvažovat jen kapacitní vlastnost. Kapacitory se taktéž vyrábějí v řadách a jsou běžně k dostání.

2.2 Ekvivalentní zapojení s cívkou a teorie výpočtů



Obrázek 3 Schéma obvodu SISR a ekvivalentního obvodu s cívkou

Podle v úvodu popsaného principu v tomto případě přeměny kapacity na výslednou indukčnost je k SISR ekvivalentním zapojením rezistor a induktor v sérii.

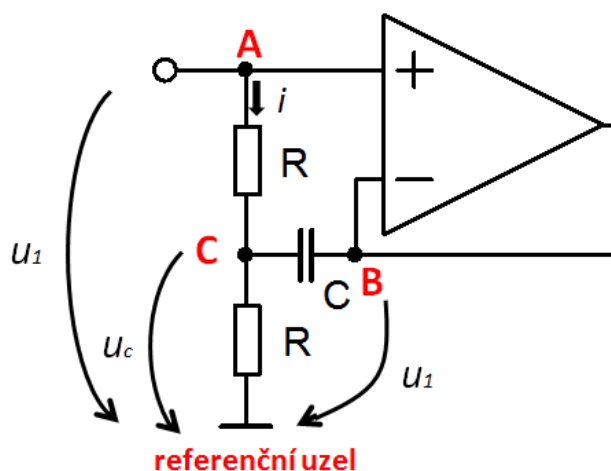
Je třeba především určit vstupní impedanci tohoto zapojení, aby bylo možné při předem známých požadavcích na indukčnost zvolit hodnoty prvků SISR.

Pozn. V celé práci jsou v textu označení psána s indexem, kdežto v obrázcích jsou stejná označení psaná bez indexu, neboť v autorovi dostupném obrázkovém editoru nebylo možno symboly s indexy psát.

2.2.1 Určení vstupní impedance

Impedanci zapojení SISR určíme následně dvěma různými metodami s předpokladem harmonického signálu o kmitočtu ω .

2.2.1.1 Princip superpozice [2]



Obrázek 4 Obvod SISR s vyznačením použitých napětí a proudu (uzly, ke kterým se budou výrazy vztahovat, jsou vyznačeny červeně)

V prvním kroku spojíme uzel B s referenčním uzlem, v uzlu A uvažujeme napětí u_1 a stanovíme dílčí napětí u_{c1} . V druhém kroku spojíme uzel A s referenčním uzlem, v uzlu B předpokládáme napětí u_1 a stanovíme druhé dílčí napětí u_{c2} . Následně tato napětí sečteme a získáme vztah mezi u_c a u_1 .

$$\hat{u}_{c1} = \hat{u}_1 \frac{\frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C}}{R + \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C}} = \hat{u}_1 \frac{1}{2 + j\omega CR},$$

$$\hat{u}_{c2} = \hat{u}_1 \frac{\frac{R}{2}}{\frac{R}{2} + \frac{1}{j\omega C}} = \hat{u}_1 \frac{j\omega CR}{2 + j\omega CR},$$

výsledné u_c se rovná

$$\hat{u}_c = \hat{u}_{c1} + \hat{u}_{c2} = \hat{u}_1 \left(\frac{1}{2 + j\omega CR} + \frac{j\omega CR}{2 + j\omega CR} \right) = \hat{u}_1 \frac{1 + j\omega CR}{2 + j\omega CR}.$$

Jelikož předpokládáme ideální OZ, je vstupní proud OZ roven nule a je možno určit

$$\hat{i} = \frac{\hat{u}_1 - \hat{u}_c}{R} = \frac{\hat{u}_1 - \hat{u}_1 \frac{1 + j\omega CR}{2 + j\omega CR}}{R} = \frac{\hat{u}_1 \left(1 - \frac{1 + j\omega CR}{2 + j\omega CR} \right)}{R} = \frac{\hat{u}_1}{2R + j\omega CR^2}.$$

Dále pak ze vztahu

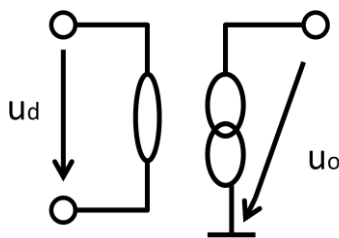
$$\hat{Z} = \frac{\hat{u}_1}{\hat{i}} \quad (2.1)$$

se určí vstupní impedance SISR jako

$$\hat{Z} = \frac{\hat{u}_1}{\hat{i}} = \frac{\hat{u}_1}{\frac{\hat{u}_1}{2R + j\omega CR^2}} = 2R + j\omega CR^2. \quad (2.2)$$

2.2.1.2 Nulorová metoda

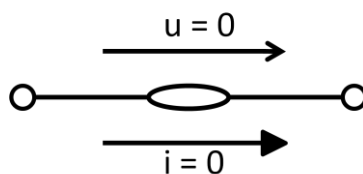
OZ je možné pomocí nulátoru a norátoru [6], což jsou myšlené prvky, z fyzikálního hlediska nerealizovatelné, překreslit jako



Obrázek 5 Nulorový model operačního zesilovače [6]

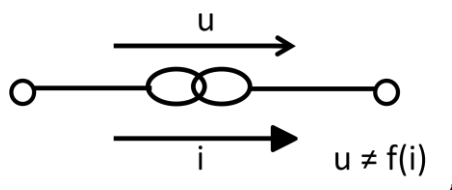
kde

- nulátor představuje dvojpól, na kterém je vždy nulové napětí a zároveň jím neprotéká žádný proud



Obrázek 6 Schématická značka nulátoru [6]

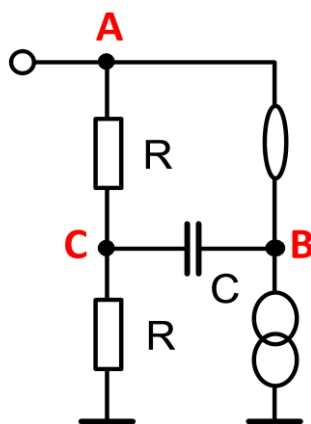
- norátor je dvojpól, na němž je napětí naprosto nezávislé na proudu, který jím protéká (mezi napětím na tomto dvojpólu není žádná závislost, obě veličiny mohou nabývat libovolných hodnot)



Obrázek 7 Schématická značka nulatoru [6]

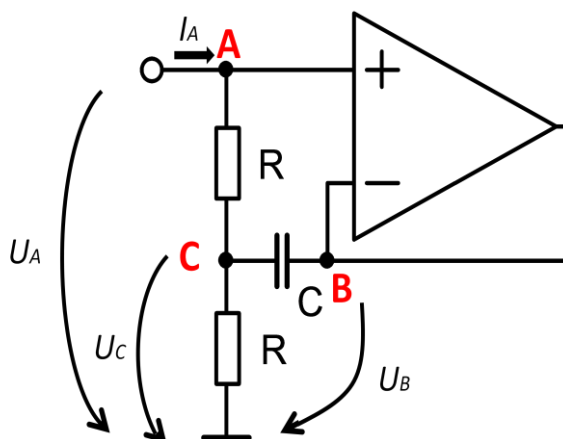
tyto dvojpóly se musí vyskytovat vždy ve dvojici, které se říká nulor.

Použitím předem popsaného principu lze SISR překreslit jako



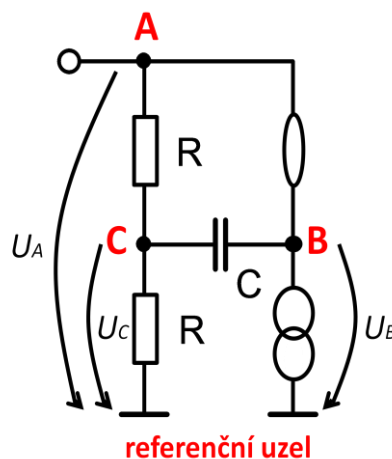
Obrázek 8 Obvod SISR překreslen pomocí nulorového modelu OZ [10]

Pomocí metody uzlových napětí sestavíme matici (pasivní matice, v níž neuvažujeme nulor)



Obrázek 9 Vyznačení uzlových napětí v obvodu SISR

$$\begin{array}{c} A \\ B \\ C \end{array} \begin{array}{ccc} A & B & C \\ \left[\begin{array}{ccc} G & 0 & -G \\ 0 & j\omega C & -j\omega C \\ -G & -j\omega C & 2G + j\omega C \end{array} \right] \cdot \begin{array}{c} U \\ \left[\begin{array}{c} \hat{U}_A \\ \hat{U}_B \\ \hat{U}_C \end{array} \right] = \begin{array}{c} I \\ \left[\begin{array}{c} \hat{I}_A \\ 0 \\ 0 \end{array} \right] \end{array} \end{array} \end{array}$$



Obrázek 10 Vyznačení uzlových napětí v nulorovém modelu SISR

Nulátor mezi uzly (A) a (B) zajistí identitu $U_A = U_B = U_{A,B}$, ke sloupci A se přičte sloupec B. Norátor z uzlu (B) k referenčnímu uzlu způsobí škrtnutí řádku (B) [6]. Poté výsledná upravená matice bude vypadat

$$\begin{array}{c} A \\ C \end{array} \begin{array}{cc} A+B & C \\ \left[\begin{array}{cc} G & -G \\ -G - j\omega C & 2G + j\omega C \end{array} \right] \cdot \begin{array}{c} U \\ \left[\begin{array}{c} \hat{U}_{A,B} \\ \hat{U}_C \end{array} \right] = \begin{array}{c} I \\ \left[\begin{array}{c} \hat{I}_A \\ 0 \end{array} \right] \end{array} \end{array}$$

$U_{A,B}$ lze vyjádřit tak, že se matice roznásobí

$$(1) \quad \hat{U}_{A,B}G - \hat{U}_C G = \hat{I}_A, \quad (2.3)$$

$$(2) \quad \hat{U}_{A,B}(-G - j\omega C) + \hat{U}_C(2G + j\omega C) = R. \quad (2.4)$$

Z rovnice (2.4) se vyjádří U_C

$$\hat{U}_C = \hat{U}_{A,B} \frac{(G + j\omega C)}{(2G + j\omega C)},$$

vyjádřené U_C se dosadí do rovnice (2.3) a pak již stačí vyjádřit $U_{A,B}$

$$\hat{U}_{A,B}G - \hat{U}_{A,B} \frac{(G + j\omega C)}{(2G + j\omega C)} = \hat{I}_A,$$

$$\hat{U}_{A,B} = \hat{I}_A \frac{2G + j\omega C}{G^2}.$$

Vstupní impedance SISR se poté rovná

$$\hat{Z}_{IN} = \frac{\hat{U}_{A,B}}{\hat{I}_A} = \frac{2G + j\omega C}{G^2} = 2R + j\omega CR^2, \quad (2.5)$$

což odpovídá řešení metodou superpozice (2.2).

Při použití Laplaceova operátoru [11] je možné použít konvence $p=j\omega$ (Laplaceova operátoru bude užíváno i dále), čímž bude takto vypočtená impedance zobecněna i pro neharmonické průběhy vstupních signálů [10], píše se poté

$$\hat{Z}_{IN} = 2R + pCR^2.$$

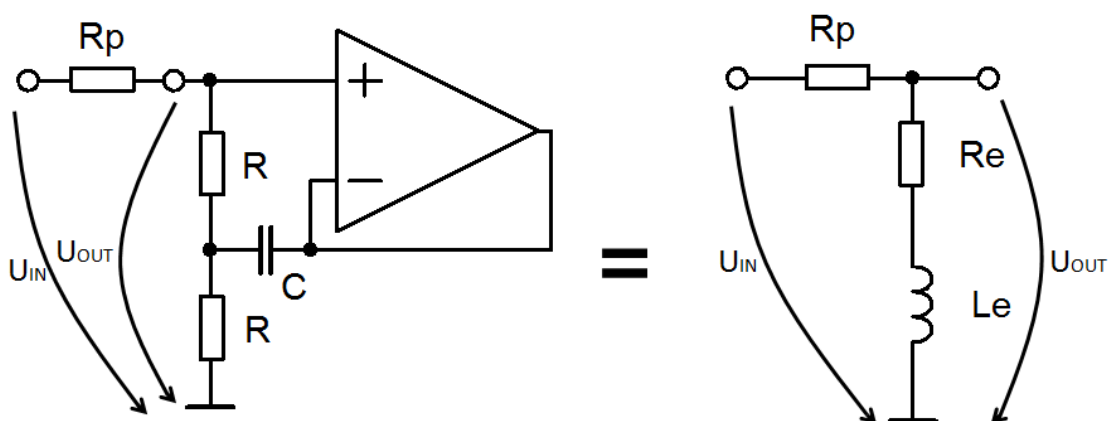
Je-li náhradní schéma obvodu [Obrázek 3], může se psát, že

$$R_e = 2R \quad a \quad L_e = CR^2. \quad (2.6)$$

2.2.2 Přenos soustavy

Pro účely laboratorního cvičení (ověření základních vlastností SISR) bylo zvoleno zapojení napěťového děliče, tvořeného předřadným odporem R_p a vlastní SISR, totéž pro ekvivalentní zapojení, kde indukčnost bude realizována skutečnými cívkami a sériovým odporem. Studenti budou prověřovat vlastnosti těchto dvou sestavených obvodů, budou zjišťovat vztah mezi U_{IN} a U_{OUT} při harmonickém vstupním signálu U_{IN} , a to tak, že pro různé kmitočty U_{IN} budou zaznamenávat hodnoty veličit U_{IN} a U_{OUT} . Z naměřených hodnot sestaví modulové a fázové kmitočtové charakteristiky soustav [Obrázek 11].

2.2.2.1 Určení přenosu soustav vycházející z Ohmova zákona



Obrázek 11 SISR a její ekvivalentní zapojení, obojí s předřadným odporem R_p a vyznačením vstupního a výstupního napětí

Bude vycházeno ze vztahu

$$\hat{H} = \frac{\hat{U}_{OUT}}{\hat{U}_{IN}} = \frac{y(t)}{u(t)}. \quad (2.7)$$

- Určení přenosu SISR s předřadným odporem R_p :

$$\hat{U}_{OUT} = \hat{U}_{IN} \frac{2R + j\omega CR^2}{R_p + 2R + j\omega CR^2},$$

$$\hat{H}(\omega) = \frac{\hat{U}_{OUT}}{\hat{U}_{IN}} = \frac{\hat{U}_{IN} \frac{2R + j\omega CR^2}{R_p + 2R + j\omega CR^2}}{\hat{U}_{IN}} = \frac{2R + j\omega CR^2}{R_p + 2R + j\omega CR^2}, \quad (2.8)$$

$$\hat{H}(p) = \frac{2R + pCR^2}{R_p + 2R + pCR^2}. \quad (2.9)$$

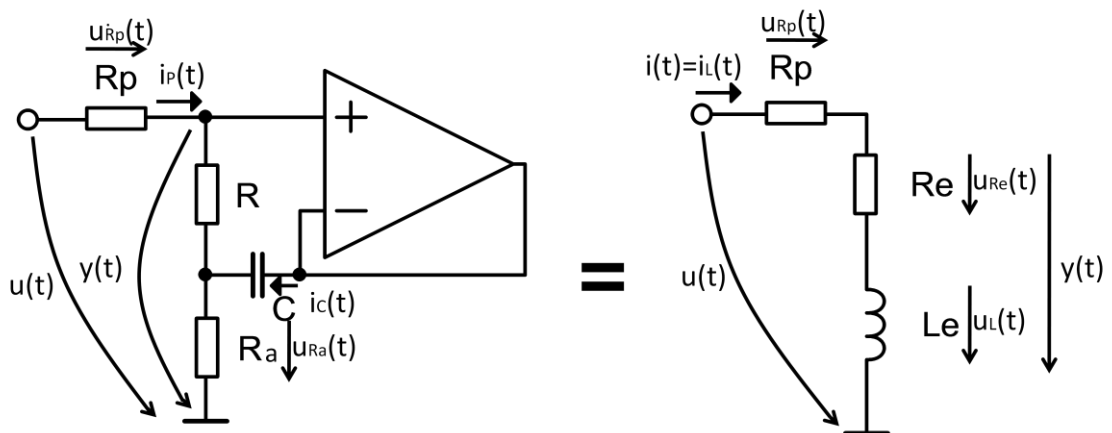
- Určení přenosu ekvivalentního zapojení s předřadným odporem R_p :

$$\hat{U}_{OUT} = \hat{U}_{IN} \frac{R_e + j\omega L_e}{R_p + R_e + j\omega L_e},$$

$$\hat{H}(\omega) = \frac{\hat{U}_{OUT}}{\hat{U}_{IN}} = \frac{\hat{U}_{IN} \frac{R_e + j\omega L_e}{R_p + R_e + j\omega L_e}}{\hat{U}_{IN}} = \frac{R_e + j\omega L_e}{R_p + R_e + j\omega L_e}, \quad (2.10)$$

$$\hat{H}(p) = \frac{R_e + pL_e}{R_p + R_e + pL_e}. \quad (2.11)$$

2.2.2.2 Určení přenosu soustav vycházející z diferenciálního způsobu popisu obvodových rovnic



Obrázek 12 SISR a její ekvivalentní zapojení s cívkou, obojí s předřadným odporem R_p

Předpokládají se nulové počáteční podmínky.

- Určení přenosu SISR s předřadným odporem R_p :

Operační zesilovač bude opět považován za ideální. A dále pro výpočty je třeba rozlišit odpory s označeními R a R_a , pro něž platí, že $R = R_a$.

$$u(t) = u_{Rp}(t) + y(t),$$

$$u(t) = R_p i_p(t) + y(t), \quad (2.12)$$

$$u(t) = R_p i_p(t) + R i_p(t) + u_{Ra}(t),$$

$$u(t) = R_p i_p(t) + R i_p(t) + R_a i_p(t) + R_a i_C(t),$$

$$u(t) = (R_p + R + R_a) i_p(t) + R_a i_C(t), \quad (2.13)$$

z rovnice (2.12) bylo vyjádřeno

$$i_p(t) = \frac{-y(t) + u(t)}{R_p}, \quad (2.14)$$

dále bylo vyjádřeno

$$i_p(t)R = \frac{1}{C} \int i_C(t) dt,$$

$$i_p(t) = \frac{1}{CR} \int i_C(t) dt,$$

$$i_C(t) = RC \frac{di_p(t)}{dt}, \quad (2.15)$$

a rovnice (2.14) a (2.15) byly dosazeny do (2.13)

$$u(t) = (R_p + R + R_a) \frac{-y(t) + u(t)}{R_p} + R_a RC \frac{di_p(t)}{dt},$$

stále platí, že $R = R_a$ a (2.14), proto lze psát

$$u(t) = (R_p + 2R) \frac{-y(t) + u(t)}{R_p} + R^2 C \frac{d\left(\frac{-y(t) + u(t)}{R_p}\right)}{dt},$$

$$u(t) = -y(t) + u(t) + \frac{2R}{R_p} (-y(t) + u(t)) + R^2 C \frac{d\left(\frac{-y(t) + u(t)}{R_p}\right)}{dt},$$

$$\begin{aligned}
u(t) &= -y(t) \left(1 + \frac{2R}{R_p}\right) + u(t) \left(1 + \frac{2R}{R_p}\right) - y'(t) \frac{R^2 C}{R_p} + u'(t) \frac{R^2 C}{R_p}, \\
-u(t) \frac{2R}{R_p} - u'(t) \frac{R^2 C}{R_p} &= -y(t) \left(1 + \frac{2R}{R_p}\right) - y'(t) \frac{R^2 C}{R_p} \quad /(-1), \\
u(t) \frac{2R}{R_p} + u'(t) \frac{R^2 C}{R_p} &= y(t) \left(1 + \frac{2R}{R_p}\right) + y'(t) \frac{R^2 C}{R_p} \quad / (R_p), \\
u(t)2R + u'(t)R^2 C &= y(t)(R_p + 2R) + y'(t)R^2 C. \tag{2.16}
\end{aligned}$$

Pomocí Fourierovy transformace [11] se vztah (2.16) přepíše jako

$$U(\omega)2R + j\omega U(\omega)R^2 C = Y(\omega)(R_p + 2R) + j\omega Y(\omega)R^2 C. \tag{2.17}$$

Přenos soustavy $H(\omega)$ je roven podílu Fourierovy transformace výstupního signálu k Fourierově transformaci vstupního signálu [11], kde $u(t)$ je signál vstupní a $y(t)$ signál výstupní. Přenos $H(\omega)$ je poté roven

$$H(\omega) = \frac{Y(\omega)}{U(\omega)} = \frac{2R + j\omega R^2 C}{R_p + 2R + j\omega R^2 C}. \tag{2.18}$$

Při použití Laplaceova operátoru [11] $p=j\omega$ lze psát

$$H(p) = \frac{2R + pR^2 C}{R_p + 2R + pR^2 C}. \tag{2.19}$$

- Určení přenosu ekvivalentního zapojení s předřadným odporem R_p :

$$\begin{aligned}
u(t) &= u_{R_p}(t) + y(t), \\
u(t) &= R_p i(t) + y(t), \tag{2.20}
\end{aligned}$$

proud obvodem lze určit jako

$$i(t) = i_L(t) = \frac{1}{L} \int u_L(t) dt, \tag{2.21}$$

po dosazení (2. 21) do (2. 20)

$$u(t) = \frac{R_p}{L} \int u_L(t) dt + y(t), \tag{2.22}$$

vyjádři-li se dále

$$u_L = y(t) - u_{R_e}(t) = y(t) - R_e i_L(t) = y(t) - \frac{R_e}{L} \int u_L(t) dt, \tag{2.23}$$

lze (2. 22) psát

$$u(t) = \frac{R_p}{L} \int \left(y(t) - \frac{R_e}{L} \int u_L(t) dt \right) dt + y(t),$$

$$u(t) = \frac{R_p}{L} \int y(t) dt - \frac{R_e R_p}{L^2} \iint u_L(t) d^2 t + y(t), \quad (2.24)$$

jelikož

$$u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = L \frac{di(t)}{dt},$$

rovnici (2. 24) bude možno napsat jako

$$u(t) = \frac{R_p}{L} \int y(t) dt - \frac{R_e R_p}{L^2} \iint L di(t) dt + y(t), \quad (2.25)$$

proud $i(t)$ lze vyjádřit jako

$$i(t) = \frac{u(t) - y(t)}{R_p},$$

vztah (2. 25) se napíše

$$u(t) = \frac{R_p}{L} \int y(t) dt - \frac{R_e R_p}{L} \iint d \left(\frac{u(t) - y(t)}{R_p} \right) dt + y(t),$$

$$u(t) = \frac{R_p}{L} \int y(t) dt - \frac{R_e}{L} \int u(t) dt + \frac{R_e}{L} \int y(t) dt + y(t) \quad /(\text{celá rovnice se zderivuje}),$$

$$u'(t) = \frac{R_p}{L} y(t) - \frac{R_e}{L} u(t) + \frac{R_e}{L} y(t) + y'(t),$$

$$\frac{R_e}{L} u(t) + u'(t) = y(t) \left(\frac{R_p}{L} + \frac{R_e}{L} \right) + y'(t). \quad (2.26)$$

Pomocí Fourierovy transformace [11] se vztah (2.26) přepíše jako

$$U(\omega) \frac{R_e}{L} + j\omega U(\omega) = Y(\omega) \left(\frac{R_p}{L} + \frac{R_e}{L} \right) + j\omega Y(\omega). \quad (2.27)$$

Stejně jako u SISR

$$H(\omega) = \frac{Y(\omega)}{U(\omega)} = \frac{\frac{R_e}{L} + j\omega}{\frac{R_p}{L} + \frac{R_e}{L} + j\omega} = \frac{R_e + j\omega L}{R_p + R_e + j\omega L}. \quad (2.28)$$

Při použití Laplaceova operátoru [11] $p=j\omega$ lze psát

$$H(p) = \frac{R_e + pL}{R_p + R_e + pL}. \quad (2.29)$$

Přenos soustav byl určen dvěma metodami a pomocí obou z nich byly určeny stejné vztahy, jak pro SISR tak pro její ekvivalentní zapojení, identita rovnic (2.8) a (2.18) (potažmo rovnic (2.9) a (2.19)) a rovnic (2.10) a (2.28) (potažmo rovnic (2.11) a (2.29)).

Platí rovnost

$$\frac{R_e + pL_e}{R_p + R_e + pL_e} \Big|_{\substack{R_e = 2R \\ L_e = CR^2}} = \frac{2R + pCR^2}{R_p + 2R + pCR^2}. \quad (2.30)$$

Upravený vztah pro snadnější určení amplitudové a fázové charakteristiky

$$\begin{aligned} \hat{H}(p) &= \frac{R_e}{R_p + R_e} \frac{1 + p \frac{L_e}{R_e}}{1 + p \frac{L_e}{R_p + R_e}} = \frac{p + \frac{R_e}{L_e}}{p + \frac{R_p + R_e}{L_e}} = \frac{2R}{R_p + 2R} \frac{1 + p \frac{CR^2}{2R}}{1 + p \frac{CR^2}{R_p + 2R}} = \\ &= \frac{p + \frac{2R}{CR^2}}{p + \frac{R_p + 2R}{CR^2}}. \end{aligned} \quad (2.31)$$

Z takto upravených vztahů, lze lépe určit póly a nuly přenosu. Daná struktura má jeden pól a jednu nulu přenosu.

Nula přenosu

$$\omega_N = \frac{1}{\frac{L_e}{R_e}} = \frac{R_e}{L_e} = \frac{1}{\frac{CR^2}{2R}} = \frac{2R}{CR^2}, \quad f_N = \frac{\omega_N}{2\pi}, \quad (2.32)$$

pól přenosu

$$\omega_P = \frac{1}{\frac{L_e}{R_p + R_e}} = \frac{R_p + R_e}{L_e} = \frac{1}{\frac{CR^2}{R_p + 2R}} = \frac{R_p + 2R}{CR^2}, \quad f_P = \frac{\omega_P}{2\pi}. \quad (2.33)$$

2.2.2.3 Modulová kmitočtová charakteristika

Určí se asymptoty přenosu pro jednotlivé intervaly frekvencí (úhlových rychlostí) [10]:

- 1 Pro frekvence nižší než $|p| < R_e/L_e$, je přenos roven asymptotě rovnoběžné s osou úhlových rychlostí (frekvencí)

$$\hat{H}_{NF}(p) = \frac{\hat{U}_{OUT}}{\hat{U}_{IN}} = \frac{R_e}{R_p + R_e}. \quad (2.34)$$

- 2 Pro frekvence pohybující se v rozmezí $R_e/L_e < |p| < (R_p + R_e)/L_e$ je poté přenos dán asymptotou

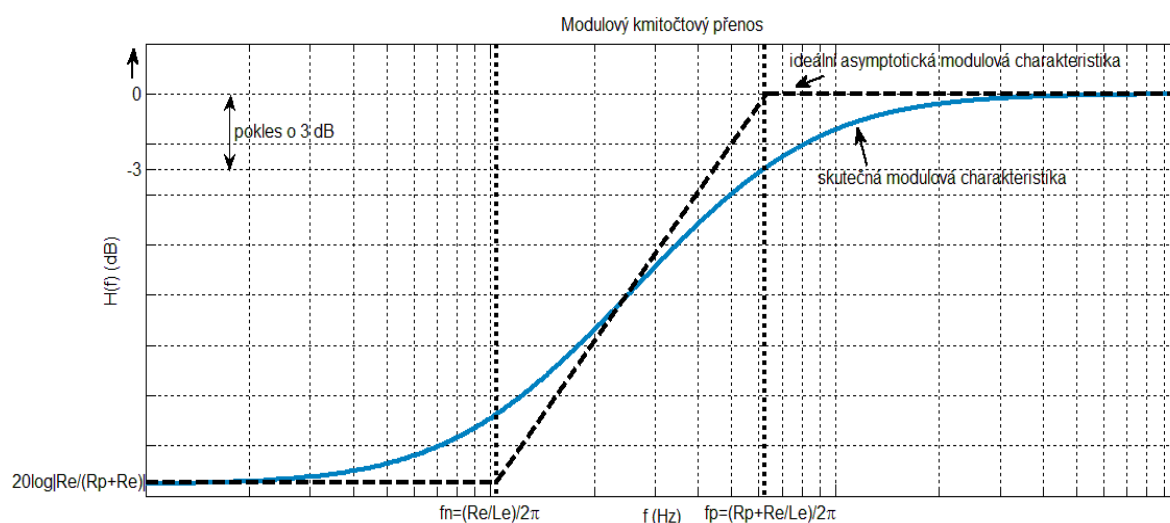
$$\hat{H}_{NF}(p) = \frac{\hat{U}_{OUT}}{\hat{U}_{IN}} = \frac{p}{\frac{R_p + R_e}{L_e}}. \quad (2.35)$$

- 3 Pro frekvence pohybující se nad $R_e/L_e < (R_p + R_e)/L_e < |p|$

$$\hat{H}_{NF}(p) = \frac{\hat{U}_{OUT}}{\hat{U}_{IN}} = 1. \quad (2.36)$$

Rovnice pro určení modulové charakteristiky [2]

$$\hat{H}(\omega) = 20 \log \left| \frac{R_e}{R_p + R_e} \right| + 20 \log \sqrt{1^2 + \left(p \frac{L_e}{R_e} \right)^2} - 20 \log \sqrt{1^2 + \left(p \frac{L_e}{R_p + R_e} \right)^2}. \quad (2.37)$$

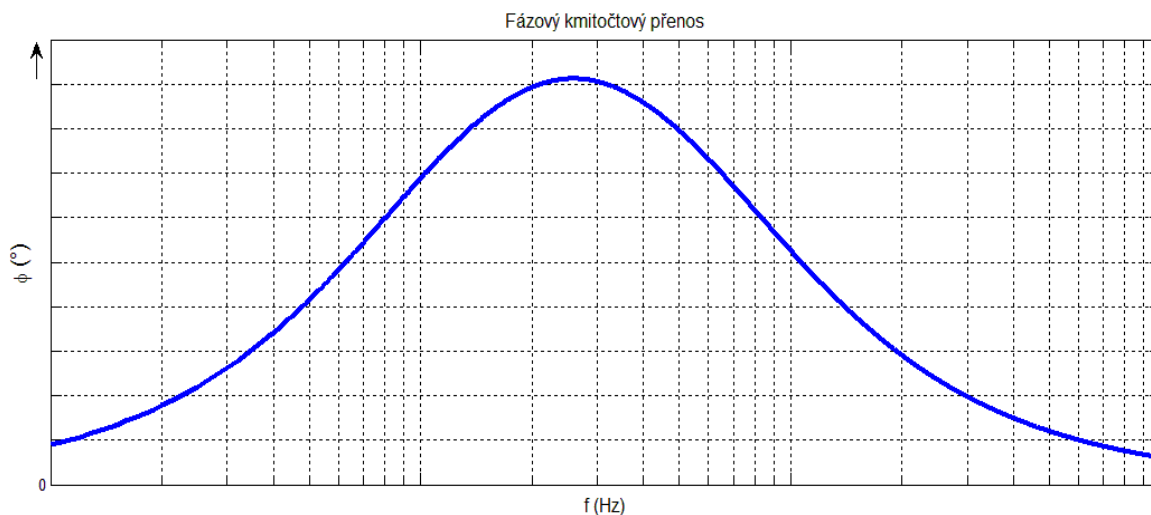


Obrázek 13 Skutečná a ideální asymptotická modulová kmitočtová charakteristika

2.2.2.4 Fázová kmitočtová charakteristika

Rovnice pro určení fázové kmitočtové charakteristiky [2]

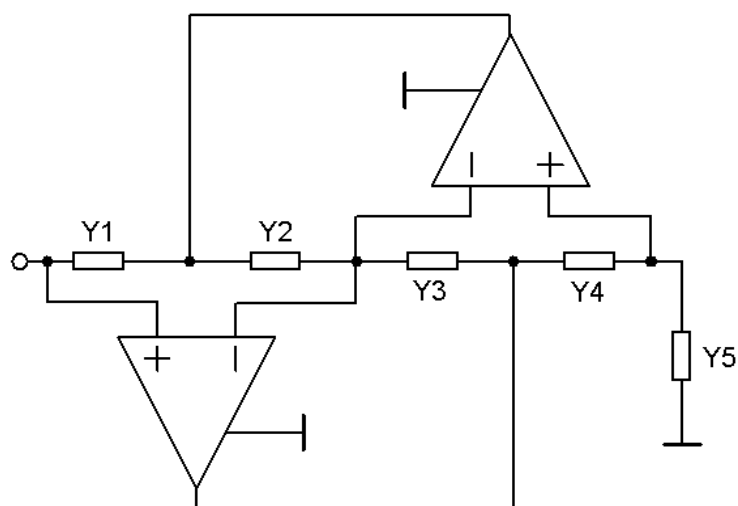
$$\varphi(\omega) = \arctg\left(p \frac{L_e}{R_e}\right) - \arctg\left(p \frac{L_e}{R_p + R_e}\right). \quad (2.38)$$



Obrázek 14 Průběh fázové kmitočtové charakteristiky

2.3 Jiné možnosti realizace transformace kapacity na indukčnost

Pro příkladnost budou uvedeny i jiné realizace námi požadované realizace přeměny kapacitního charakteru v indukčností, dle literatury [8].

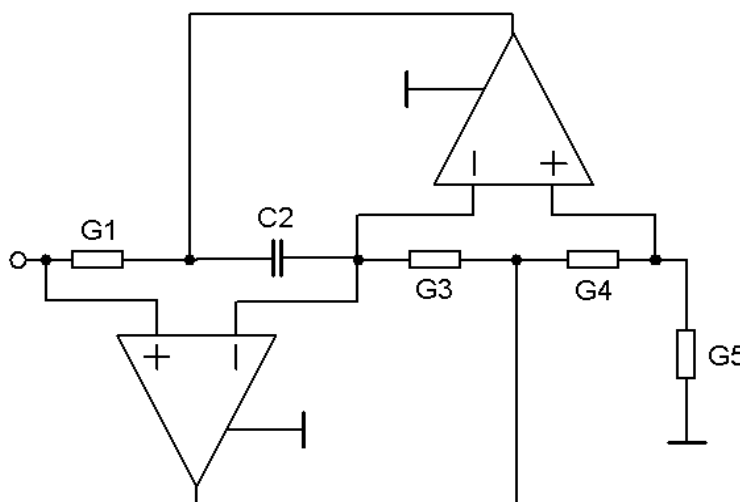


Obrázek 15 Obvod schopný simulovat indukčnost (zobecněný impedanční konvertor) [8]

Vstupní impedance zapojení je

$$Z_{IN} = Y_2 Y_4 / Y_1 Y_3 Y_5. \quad (2.39)$$

Volí-li se např. $Y_1 = G_1, Y_2 = pC_2, Y_3 = G_3, Y_4 = G_4, Y_5 = G_5$, jedná se o tzv. Riordanovo zapojení gyrátoru



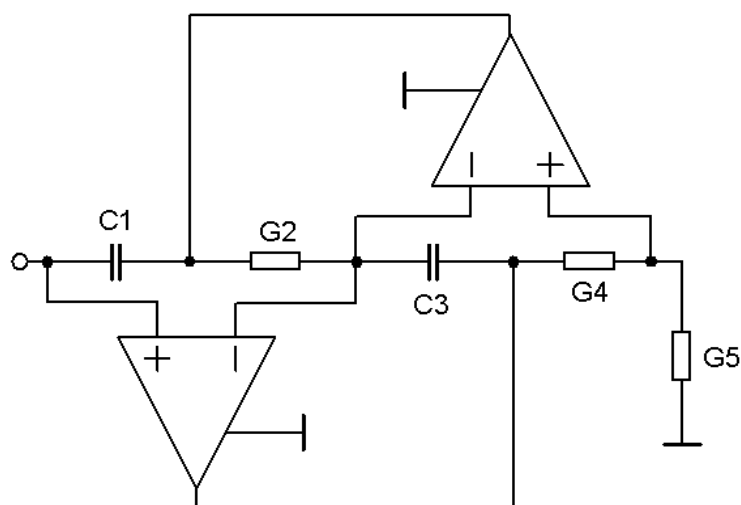
Obrázek 16 Riordanovo zapojení gyrátoru

$$Z_{IN} = p C_2 G_4 / G_1 G_3 G_5. \quad (2.40)$$

Pro ustálené stavy $p = j\omega$ lze vstupní impedanci popsat ekvivalentní indukčností

$$L_e = C_2 G_4 / G_1 G_3 G_5. \quad (2.41)$$

Volí-li se např. $Y_1 = pC_1, Y_2 = G_2, Y_3 = pC_3, Y_4 = G_4, Y_5 = G_5$, jedná se o tzv. kmitočtově nezávislý negativní rezistor



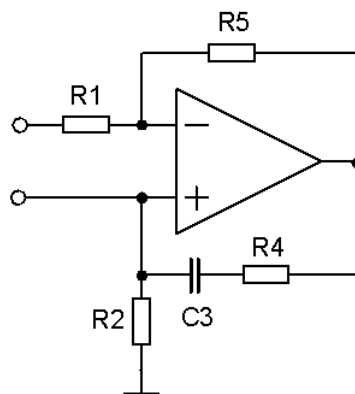
Obrázek 17 Kmitočtově nezávislý negativní rezistor

$$Z_{IN} = G_2 G_4 / p^2 C_1 C_3 G_5. \quad (2.42)$$

Pro ustálené stavy $p = j\omega$ lze vstupní impedanci popsat ekvivalentní indukčností

$$L_e = G_2 G_4 / C_1 C_3 G_5. \quad (2.43)$$

Další možností simulace indukčnosti pomocí kapacity je následující zapojení [4]



Obrázek 18 Schéma obvodu syntetické indukčnosti (operační zesilovač má zisk A větší než 1)

Vstupní impedance je dána jako

$$Z_{IN} = \frac{R_2 + j\omega R_2 R_4 C_3}{1 + j\omega C_3 [R_4 + (1 - A)]} \quad (2.44)$$

kde $A = 1 + R_5/R_1$.

Pokud je splněno, že $R_4 + R_2(1 - A) = 0$ a vyjádří-li se $A = 1 + R_4/R_2$, poté položí-li se rovno

$$A = A,$$

$$\frac{R_5}{R_1} = \frac{R_4}{R_2}.$$

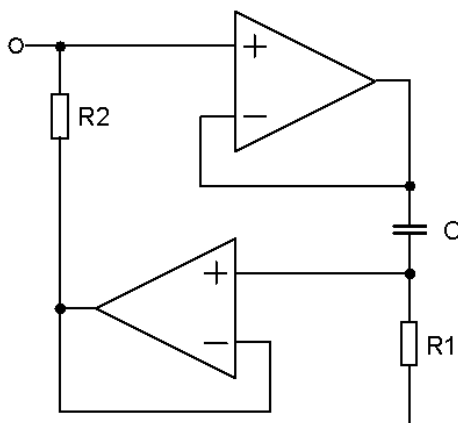
Poté platí, že $Z_{IN} = R_2 + j\omega R_2 R_4 C_3$ a vzhledem k ekvivalentnímu zapojení [Obrázek 3]

$$R_e = R_2 \quad a \quad L_e = R_2 R_4 C_3. \quad (2.45)$$

Další možností transformace kapacity na indukčnost je [7]

Vztahy vztažené k ekvivalentnímu zapojení [Obrázek 3]

$$R_e = R_1 \quad a \quad L_e = R_1 R_2 C. \quad (2.46)$$



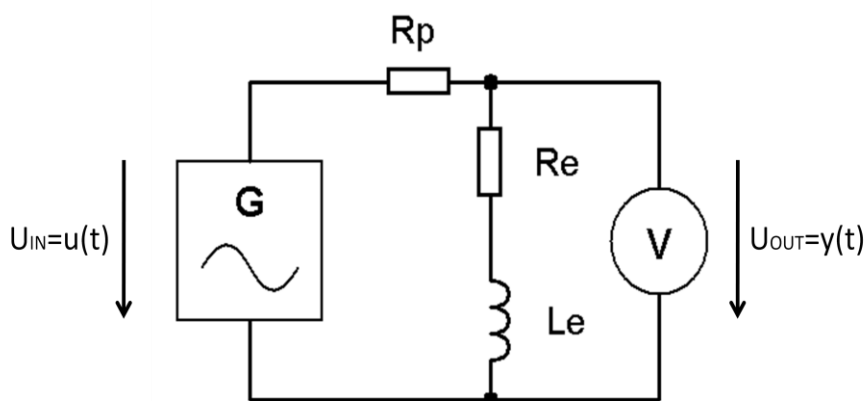
Obrázek 19 Jiné zapojení syntetického induktoru [7]

3 Praktická realizace

Pro ověření teoretických poznatků byla zvolena realizace na sestavě RC Didactic. Bylo využito automatického způsobu měření pomocí ADD jednotky, ručního měření. Takto získané výsledky jsou porovnávány s teoretickými předpoklady z teoretických částí práce zobrazené v programu Matlabu.

Pro měření byl na výše uvedené sestavě zapojen obvod SISR a jeho ekvivalence, obojí s předřadným odporem R_p o stejné hodnotě.

3.1 Měření na ekvivalentním zapojení s cívkou



Obrázek 20 Schéma zapojení ekvivalentního obvodu s cívkou pro měření

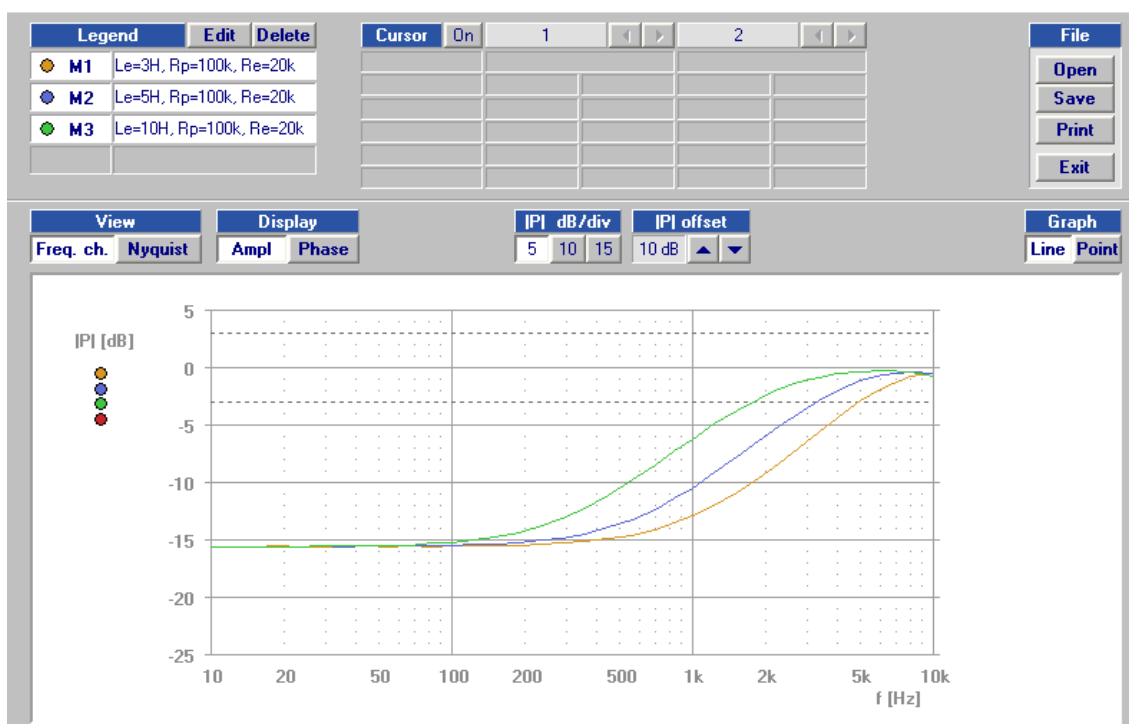
Byly zvoleny hodnoty prvků $L_e = 3; 5$ a $10H$, $R_e = 20k\Omega$ a $R_p = 100k\Omega$.

Pro měření byl vzat v úvahu vnitřní odpor reálných cívek, na každou cívku o hodnotě $1H$ (v případě RC Didactic byly k dispozici pouze cívky o hodnotě $1H$, bylo je tudíž nutno řadit do série) připadá odpor 32Ω . Tento odpor společně se zbytkovým odporem použité odporové dekády (20Ω) byl sečten a o tuto výslednou hodnotu byl snížen ekvivalentní odpor R_e , čímž bylo zpřesněno měření.

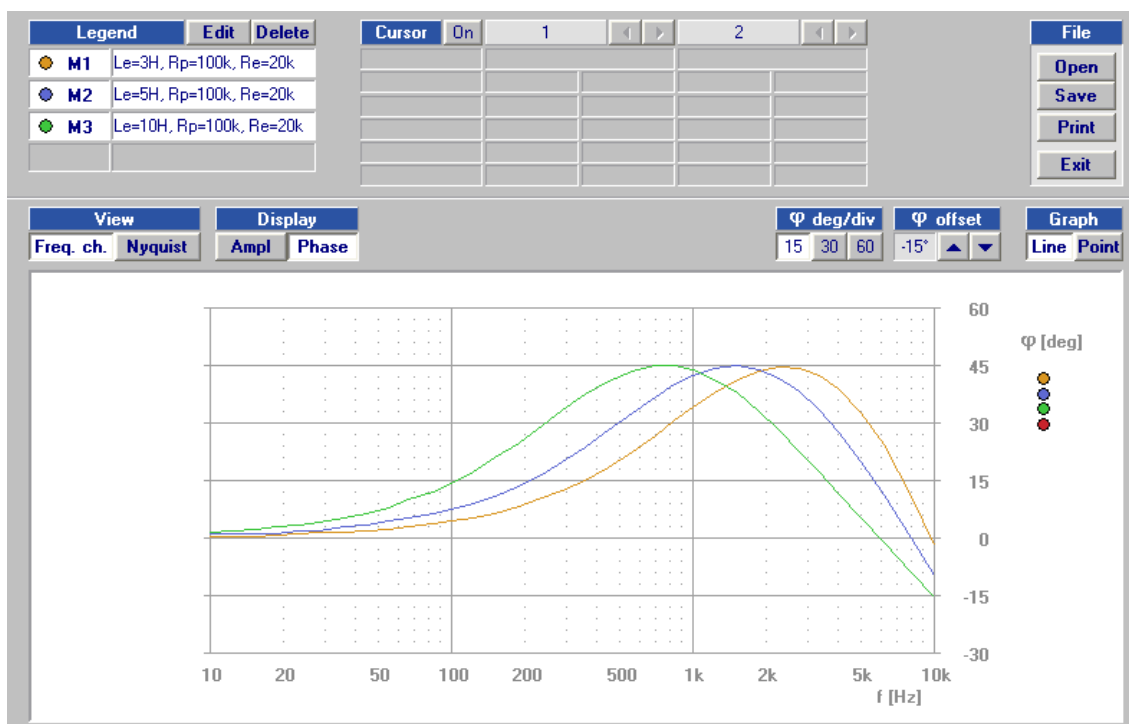
$L_e = 3H$	$R_e = 20k\Omega$	zbytkový odpor dekády 20Ω odpor reálných cívek $= 3 \cdot 32\Omega =$ $= 96\Omega$	na dekádě nastaveno $R_e = 19884\Omega$
$L_e = 5H$	$R_e = 20k\Omega$	zbytkový odpor dekády 20Ω odpor reálných cívek $= 5 \cdot 32\Omega =$ $= 160\Omega$	na dekádě nastaveno $R_e = 19820\Omega$
$L_e = 10H$	$R_e = 20k\Omega$	zbytkový odpor dekády 20Ω odpor reálných cívek $= 10 \cdot 32\Omega =$ $= 320\Omega$	na dekádě nastaveno $R_e = 19660\Omega$

Tabulka 1 Hodnoty volených prvků pro měření ekvivalentního zapojení s cívkou

Vstupní napětí bylo zvoleno $u(t)=5V$ AC. Byly měřeny modulové a fázové kmitočtové charakteristiky.



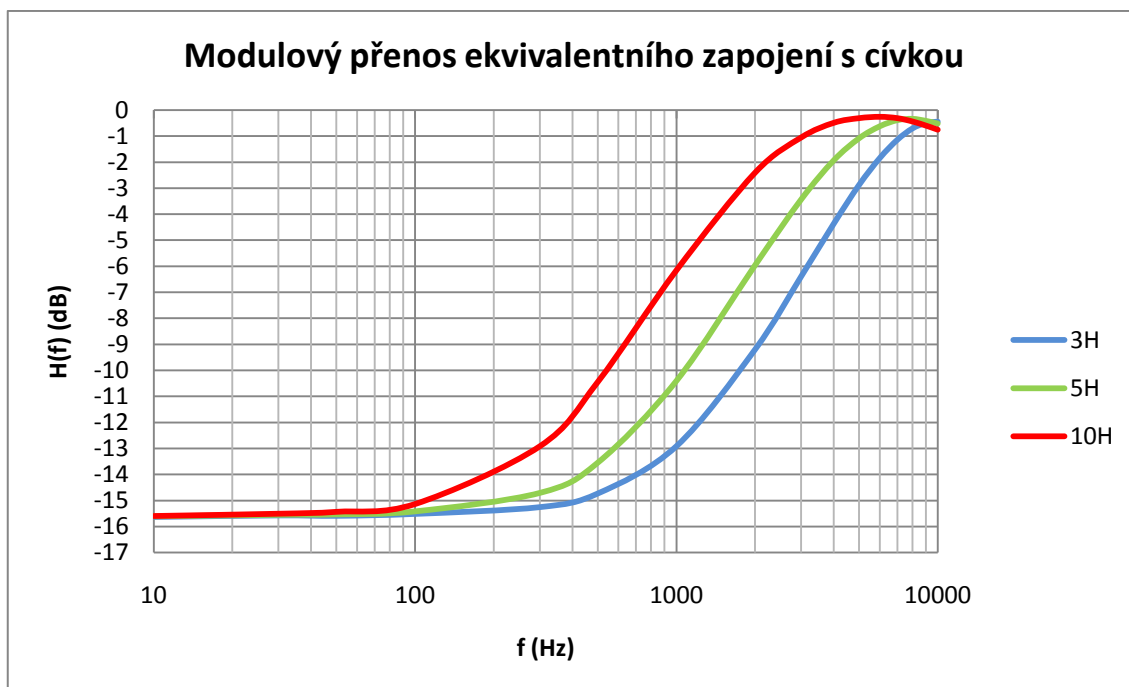
Obrázek 21 Modulová kmitočtová charakteristika ekvivalentního zapojení s cívkou měřená pomocí ADD jednotky



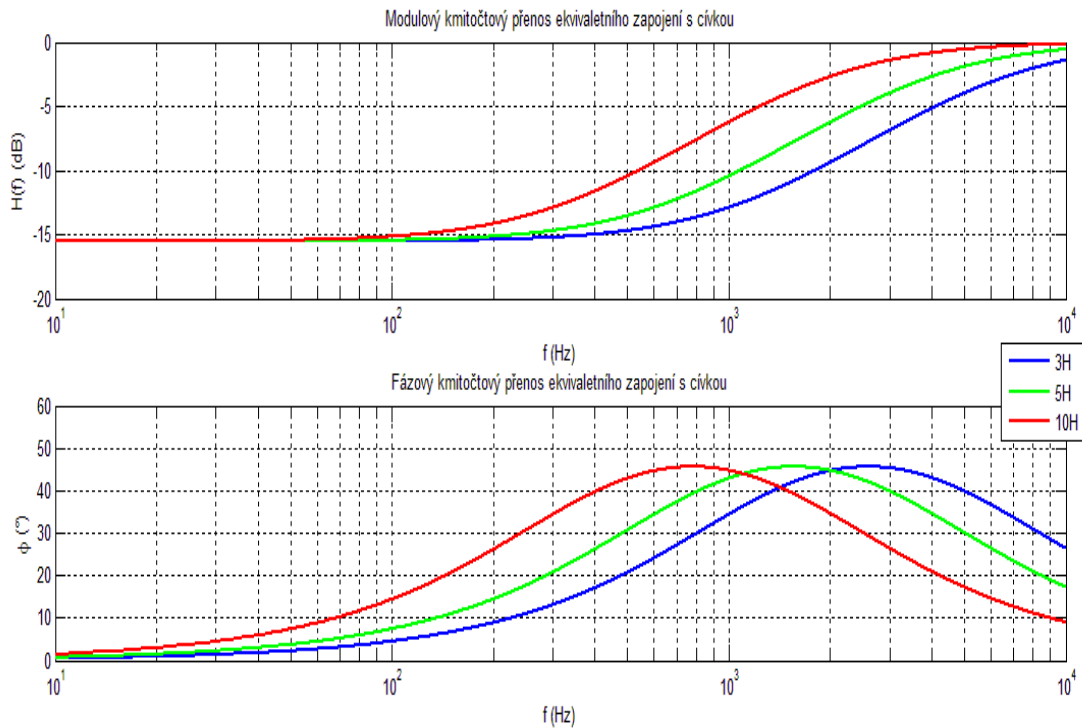
Obrázek 22 Fázová kmitočtová charakteristika ekvivalentního zapojení s cívkou měřená pomocí ADD jednotky

frekvence (Hz)	vstupní napětí (V)	výstupní napětí pro $L_e=3H$ (V)	výstupní napětí pro $L_e=5H$ (V)	výstupní napětí pro $L_e=10H$ (V)
10	3,536	0,585	0,586	0,587
30	3,536	0,589	0,590	0,593
50	3,536	0,588	0,591	0,598
100	3,536	0,593	0,599	0,619
300	3,536	0,611	0,650	0,799
500	3,536	0,649	0,743	1,062
1000	3,536	0,800	1,067	1,740
2000	3,536	1,227	1,780	2,680
3000	3,536	1,694	2,380	3,130
4000	3,536	2,140	2,830	3,340
5000	3,536	2,540	3,120	3,410
6000	3,536	2,860	3,290	3,430
7000	3,536	3,100	3,380	3,410
8000	3,536	3,260	3,400	3,360
9000	3,536	3,340	3,370	3,300
10000	3,536	3,360	3,330	3,240

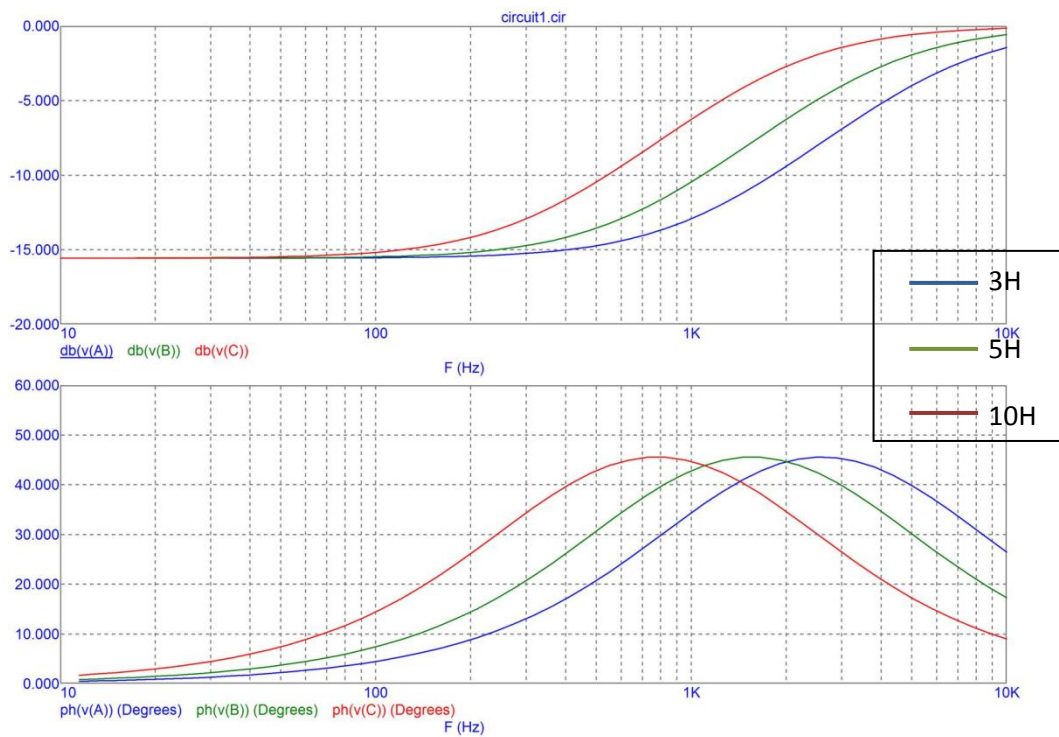
Tabulka 2 Ručně naměřených hodnot výstupního a vstupního napětí (napětí zdroje) ekvivalentního zapojení s cívkou



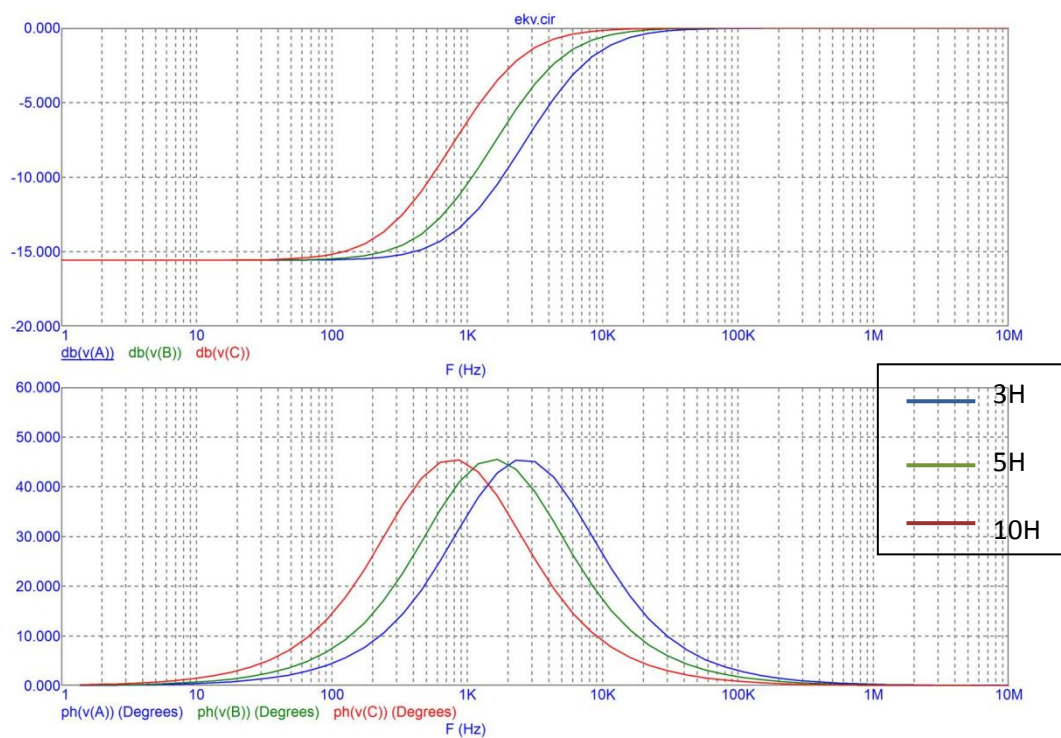
Obrázek 23 Modulová kmitočtová charakteristika z ručně naměřených hodnot ekvivalentního zapojení s cívkou



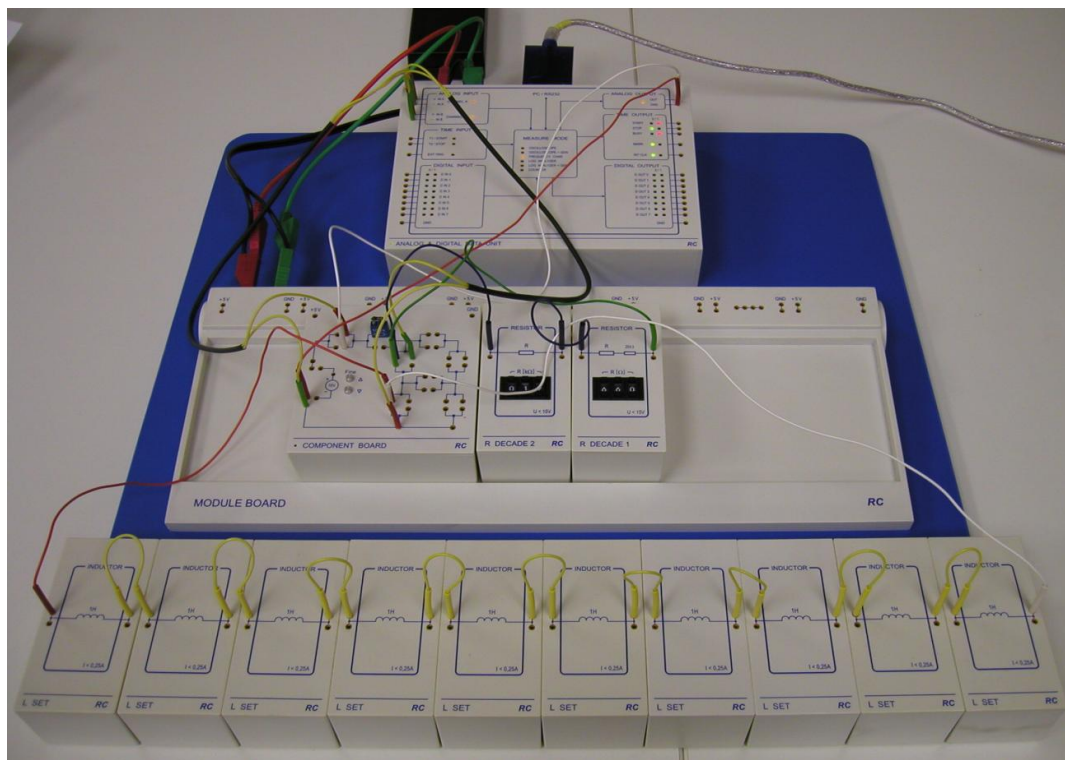
Obrázek 24 Modulová a fázová kmitočtová charakteristika ekvivalentního obvodu s cívkou zobrazené vycházejíc z teoretických předpokladů pomocí Matlabu



Obrázek 25 Modulová a fázová kmitočtová charakteristika ekvivalentního obvodu s cívkou zobrazené pomocí programu MicroCap

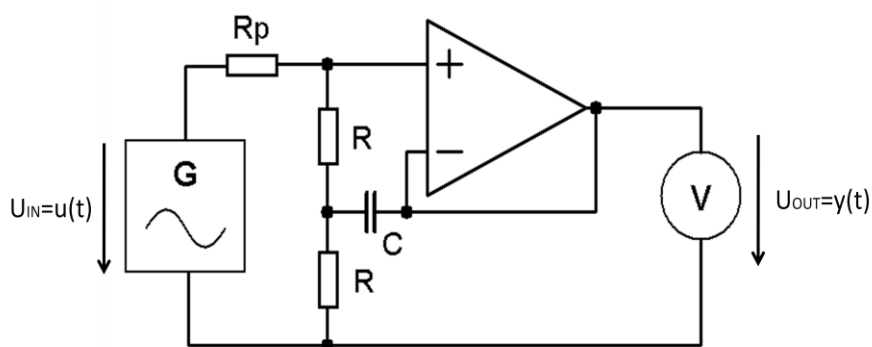


Obrázek 26 Modulová a fázová kmitočtová charakteristika ekvivalentního obvodu s cívkou zobrazené pomocí programu MicroCap pro větší rozsah frekvencí



Obrázek 27 Fotografie zapojení ekvivalentního zapojení s cívkou - měření s ADD jednotkou

3.2 Měření na syntetické indukčnosti



Obrázek 28 Schéma zapojení SISR pro měření

Pro hodnoty zvolené při měření ekvivalentního obvodu s cívkou je nejprve nutné vypočítat hodnoty prvků SISR. Podle předchozích teoretických předpokladů lze hodnoty parametrů obvodu vyjádřit (2.6)

$$R_e = 2R \quad a \quad L_e = CR^2,$$

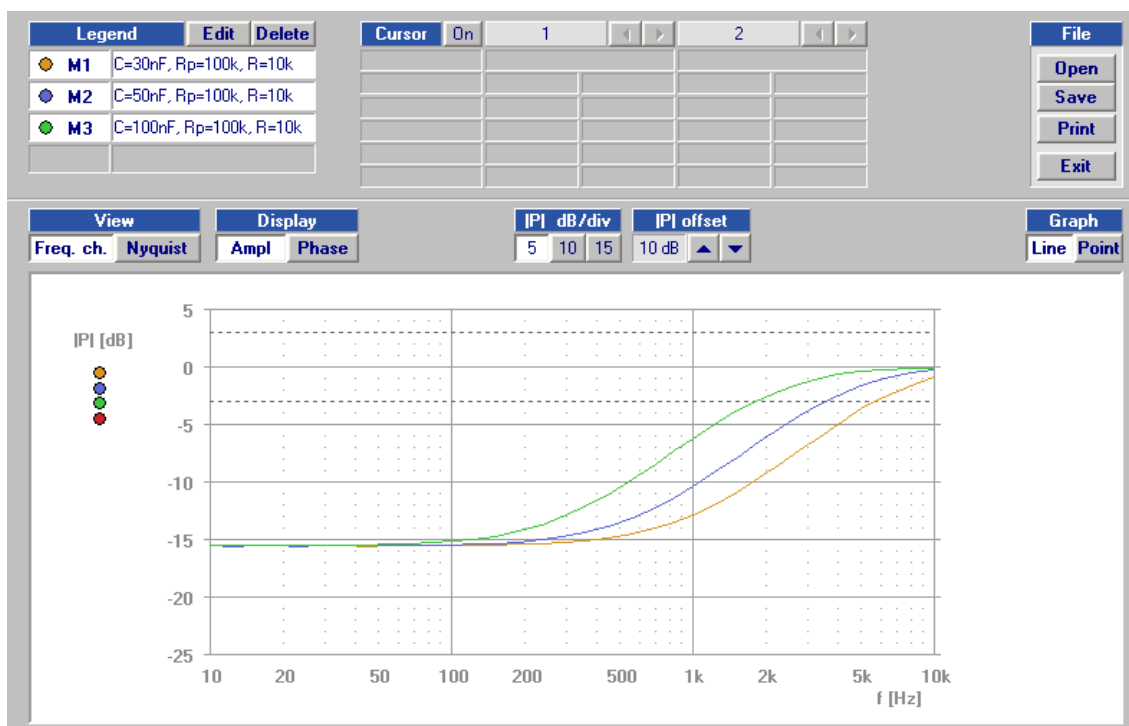
budou však použity opačné převody, proto se vyjádří

$$R = \frac{R_e}{2} \quad a \quad C = \frac{L_e}{R^2}. \quad (3.1)$$

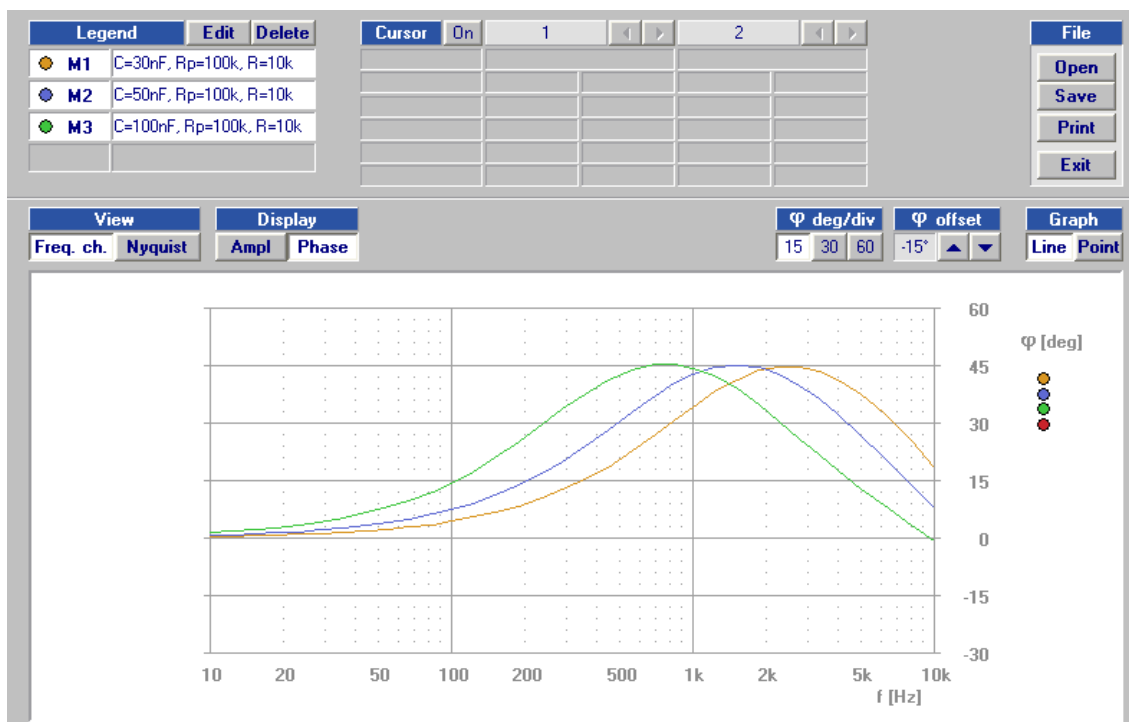
$L_e = 3H$	$R_e = 20k\Omega$	$R = \frac{R_e}{2} = \frac{20000}{2} = 10k\Omega$	$C = \frac{L_e}{R^2} = \frac{3}{10000^2} = 30nF$
$L_e = 5H$	$R_e = 20k\Omega$	$R = \frac{R_e}{2} = \frac{20000}{2} = 10k\Omega$	$C = \frac{L_e}{R^2} = \frac{5}{10000^2} = 50nF$
$L_e = 10H$	$R_e = 20k\Omega$	$R = \frac{R_e}{2} = \frac{20000}{2} = 10k\Omega$	$C = \frac{L_e}{R^2} = \frac{10}{10000^2} = 100nF$

Tabulka 3 Hodnoty volených prvků pro měření SISR

Bylo voleno stejné vstupní napětí $u(t)=5V$ AC.



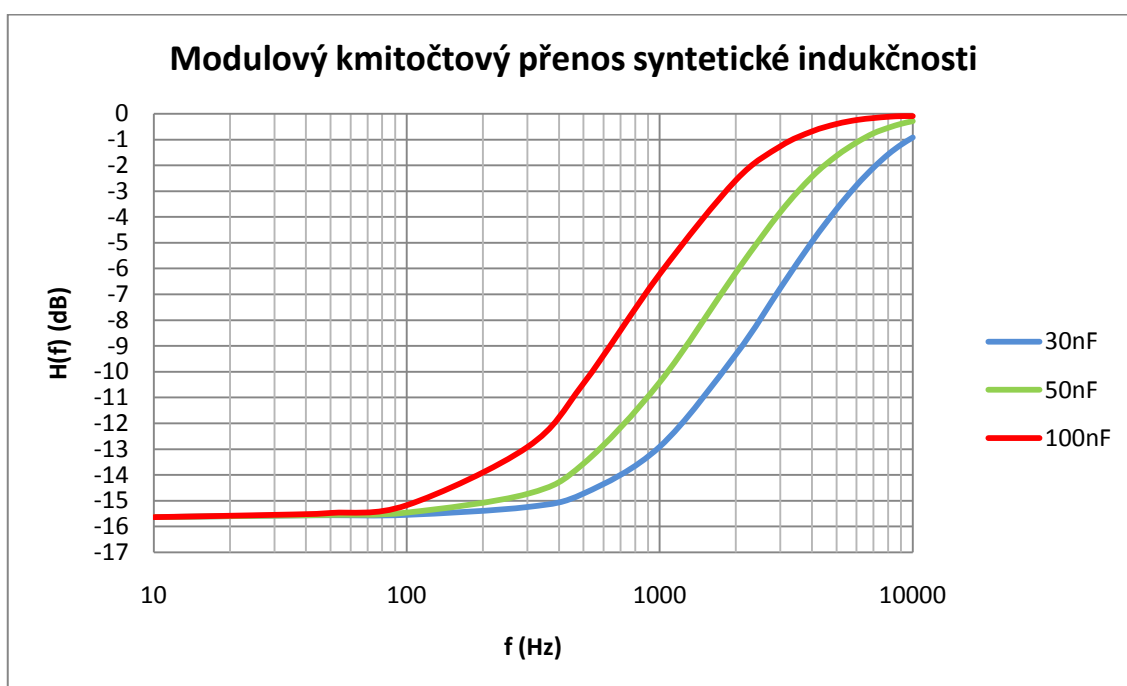
Obrázek 29 Modulová kmitočtová charakteristika SISR měřená pomocí ADD jednotky



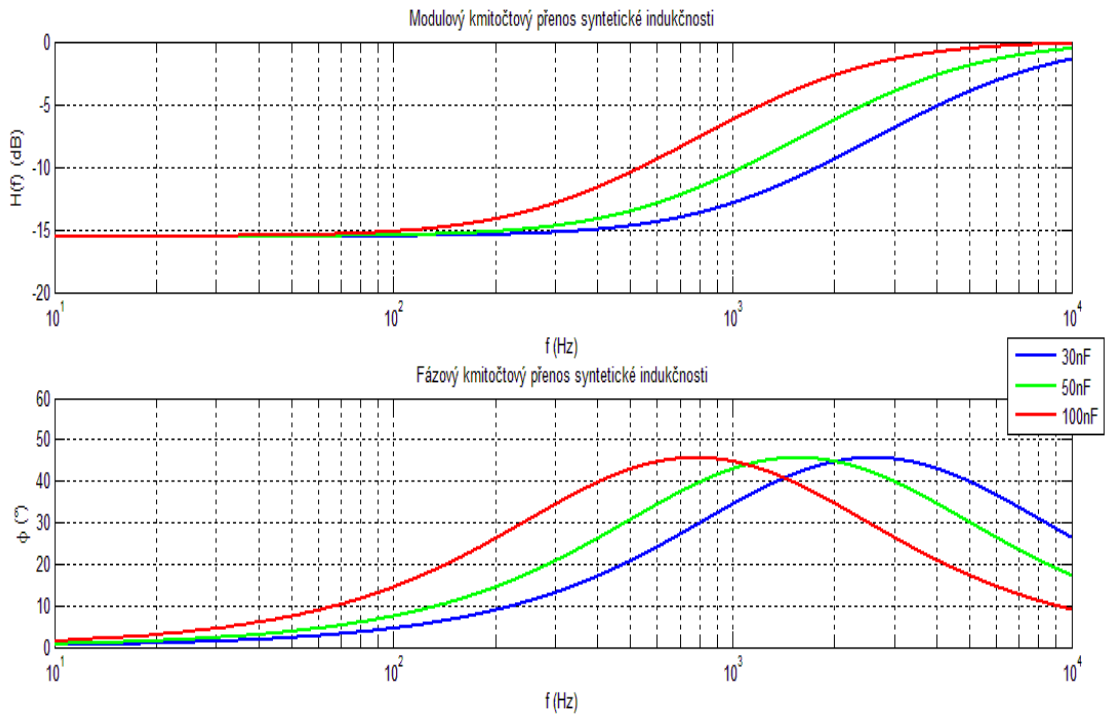
Obrázek 30 Fázová kmitočtová charakteristika SISR měřená pomocí ADD jednotky

frekvence (Hz)	vstupní napětí (V)	výstupní napětí pro C=30nF (V)	výstupní napětí pro C=50nF (V)	výstupní napětí pro C=100nF (V)
10	3,536	0,584	0,584	0,584
30	3,536	0,588	0,588	0,590
50	3,536	0,589	0,590	0,595
100	3,536	0,590	0,596	0,616
300	3,536	0,611	0,648	0,799
500	3,536	0,649	0,742	1,062
1000	3,536	0,800	1,067	1,730
2000	3,536	1,208	1,741	2,630
3000	3,536	1,625	2,280	3,060
4000	3,536	1,998	2,670	3,270
5000	3,536	2,310	2,930	3,380
6000	3,536	2,570	3,110	3,440
7000	3,536	2,780	3,240	3,470
8000	3,536	2,950	3,320	3,490
9000	3,536	3,080	3,380	3,500
10000	3,536	3,180	3,420	3,500

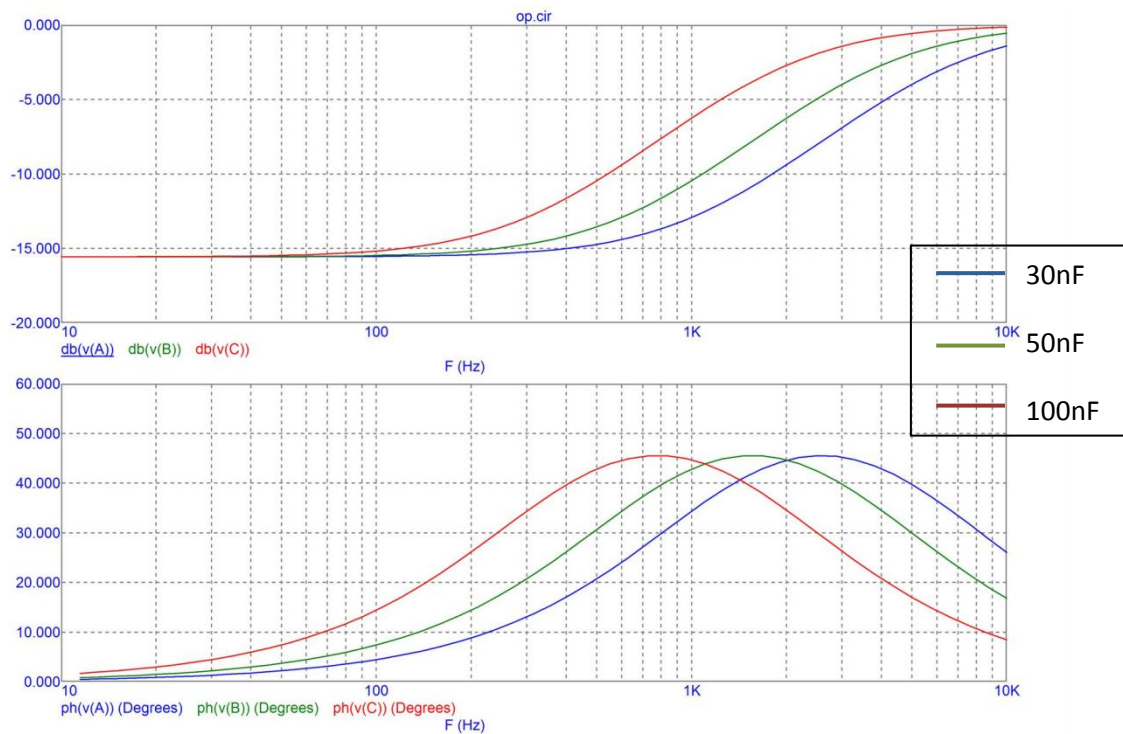
Tabulka 4 Ručně naměřených hodnot výstupního a vstupního napětí (napětí zdroje) SISR



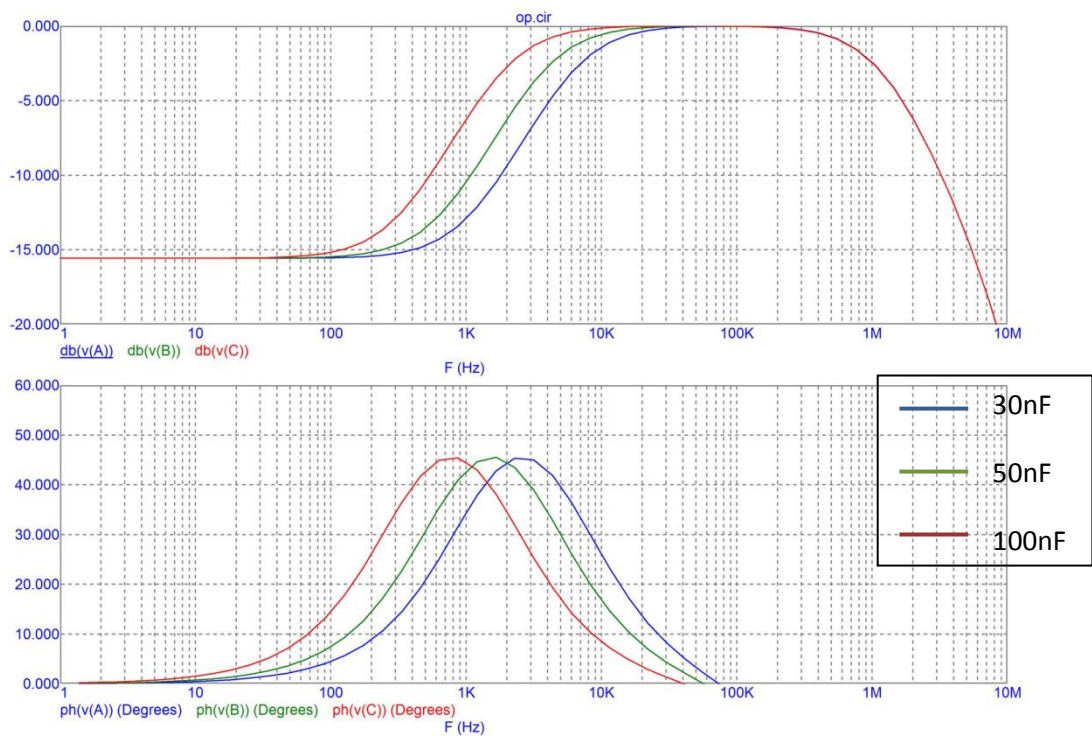
Obrázek 31 Modulová kmitočtová charakteristika z ručně naměřených hodnot SISR



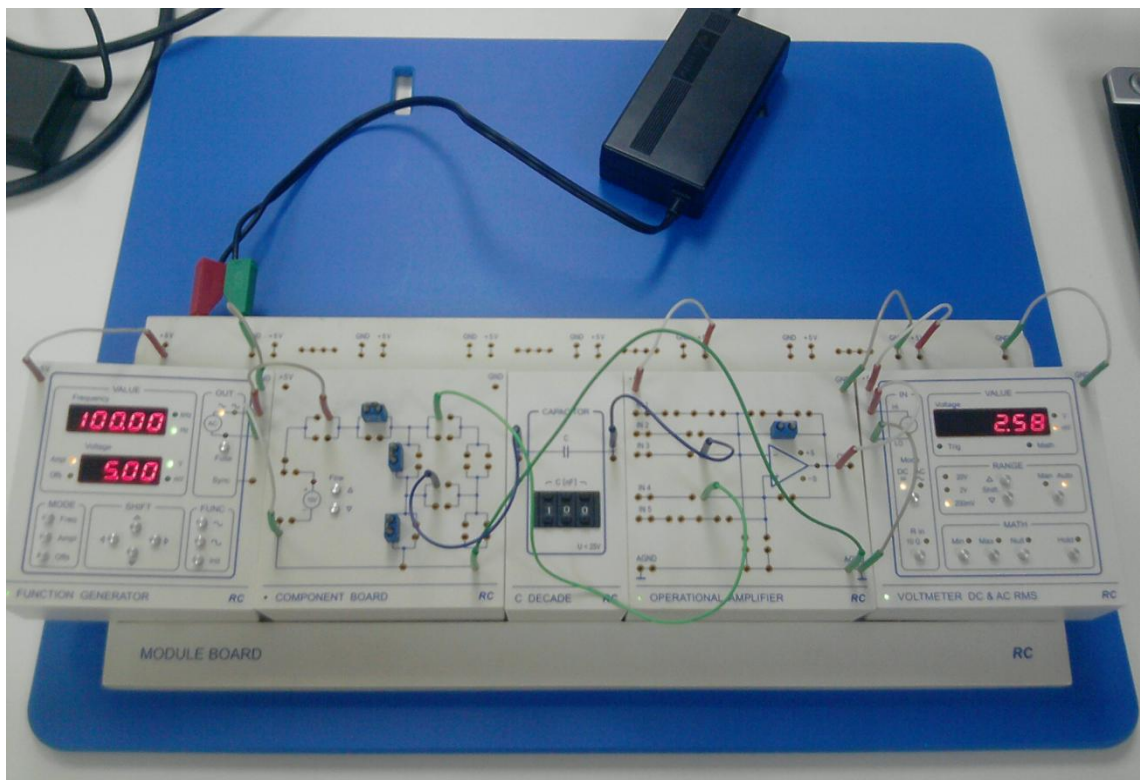
Obrázek 32 Modulová a fázová kmitočtová charakteristika SISR zobrazené vychádzajíc z teoretických predpokladů pomocí Matlabu



Obrázek 33 Modulová a fázová kmitočtová charakteristika SISR zobrazené pomocí programu MicroCap



Obrázek 34 Modulová a fázová kmitočtová charakteristika SISR zobrazené pomocí programu MicroCap pro větší rozsah frekvencí



Obrázek 35 Fotografie zapojení SISR – ruční měření voltmetrem

3.3 Porovnání naměřených charakteristik

3.3.1 Ekvivalentní obvod s cívkou

Naměřené charakteristiky pomocí ADD jednotky a ručně zaznamenaných hodnot mají stejný charakter. Charakteristiky zobrazené z teoretických předpokladů a naměřené se liší. U naměřených průběhů oproti průběhům získaným matematickou simulací dochází k dřívějšímu nárůstu, což může být způsobeno parazitní kapacitou do série řazených cívek, která se takto chová jako rezonanční obvod. Vliv může mít také skutečnost, že cívky byly během měření uspořádány v řadě za sebou a vzájemnými magnetickými vazbami mezi jednotlivými cívkami mohlo dojít k tomu, že výsledná indukčnost do série řazených cívek byla vyšší než prostý součet jejich indukčností. Při frekvencích nad 5 kHz, zejména u největší zkoumané indukčnosti, dochází v modulové kmitočtové charakteristice k poklesu, fázová kmitočtová charakteristika přechází do záporných hodnot, což znamená, že parazitní kapacita má již při těchto frekvencích dominantní vliv na výsledné chování zkoumaní obvodu.

3.3.2 Syntetická indukčnost

Charakteristiky naměřené pomocí ADD jednotky, charakteristiky z ručně naměřených hodnot a charakteristiky zobrazené pomocí matlabu mají stejný charakter.

Byla zvolena simulace v programu MicroCap, poněvadž zohledňuje reálné fyzikální vlastnosti použitých prvků. Ze simulace v tomto programu vyplývá, že v oblastech stovek kHz a výše již takovouto SISR nejde kvalitně použít.

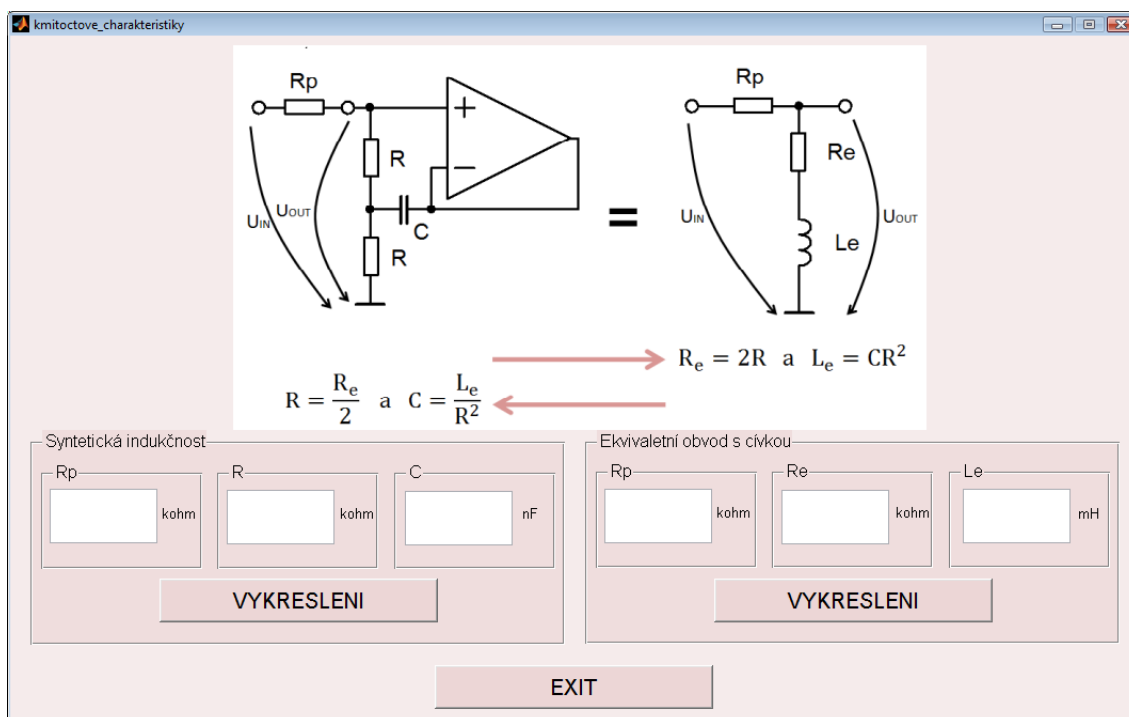
3.3.3 Vzájemné porovnání

Použitý kapacitor v obvodu SISR, stejně jako OZ, byl velmi kvalitní a tím se obvod SISR více přibližuje svými vlastnostmi ideálu.

3.4 Program pro ověření správnosti naměřených kmitočtových charakteristik

V programu Matlab byl vytvořen jednoduchý program pro znázornění kmitočtových charakteristik jak zapojení SISR, tak ekvivalentního obvodu s cívkou. Cílem programu je rychlé ověření naměřených charakteristik.

Vlastní kód programu je součástí Přílohy 1.



Obrázek 36 Program pro vykreslení kmitočtových charakteristik SISR s předřadným odporem a ekvivalentního zapojení s cívkou

3.4.1 Uživatelský manuál k programu „kmitoctove_charakteristiky“

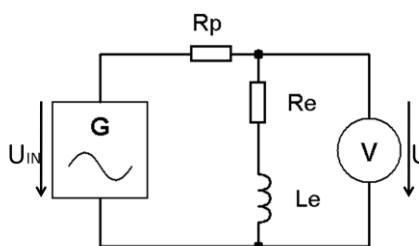
Tento program se spouští pomocí Matlabu. Vlastní spuštění se provede pomocí souboru typu M-file „kmitoctove_charakteristiky“. Otevře se vlastní okno programu [Obrázek 36], kde stačí pouze zadat předem vypočtené hodnoty prvků.

Pozn. Desetinnou čárku je nutno psát jako tečku.

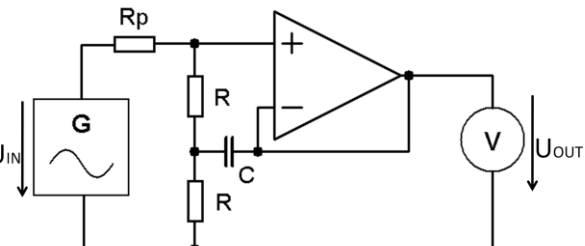
3.5 Vytvořená laboratorní úloha

Syntetická indukčnost a její ekvivalentní obvod s cívkou			
Datum měření		Číslo měření	
Studenti			

Zadání



Obr. A ekvivalentní obvod s cívkou



Obr. B obvod syntetické indukčnosti

$$R_e = 2R \quad a \quad L_e = CR^2$$

$$R = \frac{R_e}{2} \quad a \quad C = \frac{L_e}{R^2}$$

1. Pro $L_e = 1 \div 10\text{H}$, $R_e = 2\text{k}\Omega \div 40\text{k}\Omega$, $R_p = 10 \text{ k}\Omega \div 100 \text{ k}\Omega$ vypočítejte hodnoty prvků v obvodu B.
2. Zapojte obvod A. Naměřte pomocí ADD jednotky modulové a fázové charakteristiky.
3. Pro obvod A vyplňte tabulku 1 a určete modulový kmitočtový přenos.
4. Bod 2. a 3. opakujte pro obvod B.
5. Celý postup opakujte pro alespoň 3 hodnoty indukčností, resp. kondenzátorů.

Pozn. Pro oba obvody zvolte stejné napájení napětí $U_{IN}=5\text{V}$ (10V) AC. R_p je rovněž pro oba obvody stejné. Vzhledem k tomu, že napětí mezi vstupy OZ je extrémně malé, je lhostejno, zda U_{OUT} je měřeno vůči referenčnímu uzlu od invertujícího nebo neinvertujícího vstupu OZ.

Příklady výpočtů

Tabulky naměřených hodnot

Ekvivalentní obvod s cívkou

frekvence (Hz)	U_{IN} (V)	U_{OUT} pro Le= (V)	U_{OUT} pro Le= (V)	U_{OUT} pro Le= (V)
10				
30				
50				
100				
300				
500				
1000				
2000				
3000				
4000				
5000				
6000				
7000				
8000				
9000				
10000				

Syntetická indukčnost

frekvence (Hz)	U_{IN} (V)	U_{OUT} pro C= (V)	U_{OUT} pro C= (V)	U_{OUT} pro C= (V)
10				
30				
50				
100				
300				
500				
1000				
2000				
3000				
4000				
5000				
6000				
7000				
8000				
9000				
10000				

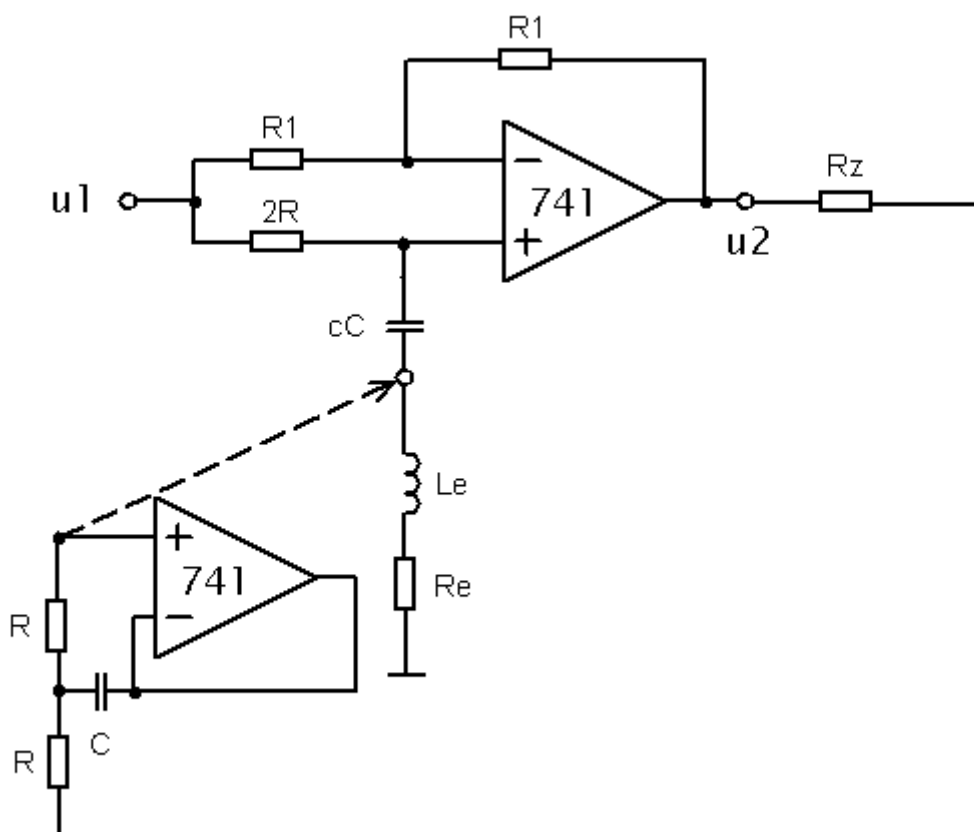
6. Závěr

4 Možnosti a příklady využití SISR

V nízkofrekvenčních obvodech nalézá SISR široké uplatnění zejména v korektorech nízkofrekvenčního signálu, kde OZ bývají základními stavebními součástkami a na hotové desce plošných spojů nelze ani vizuálně rozeznat, že zapojení obsahuje indukčnosti například i 10 a více H. V těchto obvodech vysoký sériový odpor SISR nevádí, s tímto aspektem je již při návrhu celkového zapojení, které využívá SISR, počítáno. U takového zapojení bývá rovněž vyřešeno společné napájení všech OZ, takže přidání OZ za účelem získání potřebné indukčnosti nevyvolává potřebu zvláštních napájecích obvodů, stačí pouze společné napájecí obvody řádně dimenzovat. V dalších odstavcích bude krátce popsáno toto využití SISR dle pramenů [4], [5].

4.1 Pásmová zadrž se SISR [4]

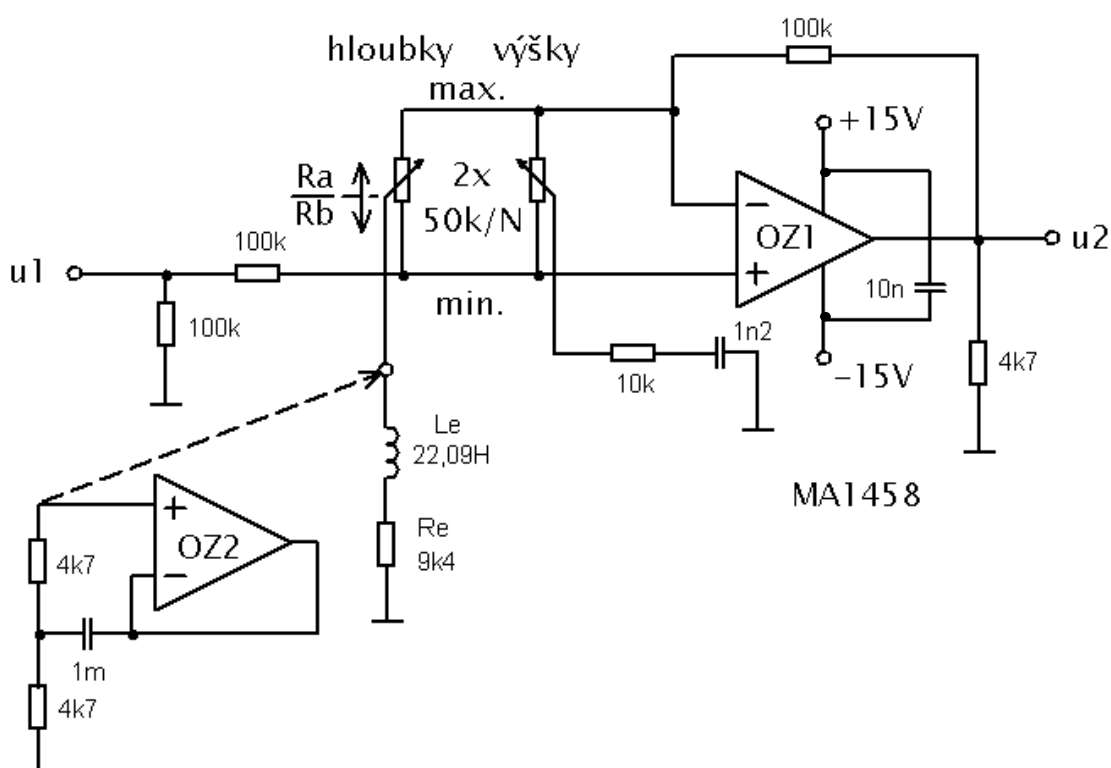
Při realizaci pásmové zadrž s OZ s dostatečně velkou selektivitou při nízkém středním kmitočtu zadržovaného pásma dle [Obrázek 37] je výhodné realizovat potřebnou indukčnost L_e s odporem R_e formou SISR. Tak je možno s použitím jednoho integrovaného obvodu (např. dva OZ v jednom pouzdře) realizovat pásmovou zadrž, kde funkci indukčnosti a odporu v sériovém rezonančním obvodu představuje SISR.



Obrázek 37 Pásmová zadrž se SISR [4]

4.2 Nízkofrekvenční korektor hloubky-výšky [5]

Pro zapojení nízkofrekvenčního korektoru, který potlačuje nebo zvýrazňuje vysoké a nízké tóny bylo zapotřebí zapojit induktanci L o vysoké hodnotě indukčnosti (cca 20H). Pro snadnou realizovatelnost nízkofrekvenčního korektoru byla tato induktance realizována zapojením se SISR. Vysoký vlastní odpor SISR v tomto zapojení není na závadu. Na [Obrázek 38] (převzato z [5]) je induktance s parametry $L_e=22,09$ H a $R_e=9,4$ k Ω nahrazena jednoduchým zapojením SISR s OZ. Toto zapojení umožňuje v širokém rozsahu měnit kmitočtový průběh zesílení korektoru s možností navzájem nezávislého potlačování či zvýrazňování vysokých a nízkých tónů nízkofrekvenčního spektra (cca 20 Hz až 20 kHz). SISR zde umožnila jednoduchou realizaci velmi účinného zapojení, které má z hlediska uživatele velmi příznivý průběh změn kmitočtové charakteristiky v závislosti na natočení regulačních potenciometrů.



Obrázek 38 Nízkofrekvenční korektor hloubky-výšky [5]

5 Závěr

V teoretické části práce byl odvozen vztah pro přepočítání hodnot prvků Prescottova syntetického induktoru na hodnoty náhradního zapojení indukčnosti a rezistoru v sérii. Odvození bylo provedeno dvěma způsoby se shodným výsledkem. Z odvozeného vztahu vyplývá, že SISR bude vždy nedokonalou náhradou klasické cívky, neboť nelze dosáhnout nízkých hodnot R_e . Dále byl taktéž dvěma způsoby odvozen přenos obou zapojení, kterým byl pro využití v laboratorní úloze předřazen předřadný odpor R_p . Taktéž tato dvě odvození měla stejný výsledek.

Praktická část práce ukázala, že zejména vysoké hodnoty indukčnosti, realizované klasickými cívkami, jsou doprovázeny parazitní kapacitou, která degraduje vlastnosti cívky při vyšších kmitočtech. Ve prospěch syntetického induktoru rovněž hovoří možnost realizace vysoké a velmi vysoké indukčnosti – řádově jednotky až desítky H na velmi malém prostoru, při velmi malé hmotnosti SISR a bezpochyby za zlomek ceny (ve srovnání s realizací formou cívky). Při hromadné výrobě cívek je zapotřebí značné množství drahé mědi a rovněž možné kolísání kvality feromagnetického materiálu pro jádra cívek může mít negativní dopad na kolísání parametrů jednotlivě vyrobených kusů. Nevýhodou SISR je potřeba napájení (SISR potřebuje vnější zdroj energie), malá zatížitelnost (OZ má omezený výkon), malá napěťová odolnost (zranitelný OZ). Tyto vlastnosti předurčují SISR k obvyklému použití pouze ve slaboproudých obvodech. SISR rovněž nebude možno z důvodu omezené rychlosti OZ použít ve vysokofrekvenčních obvodech. SISR je velmi vhodná zejména pro opakovanou výrobu realizovanou zpravidla na deskách s plošnými spoji.

Studenti si budou moci ve vytvořené laboratorní úloze ověřit vlastnosti skutečně zrealizované SISR a porovnat tyto vlastnosti s indukčností realizovanou klasickými vinutými cívkami. Studenti si hodnoty prvků volí sami v předem daném rozmezí, aby se projevila individualita studentů a oni sami si mohli provést přepočítání potřebných prvků v ekvivalentním obvodu. Na naměřených průbězích zjistí výše popsané rozdíly skutečných průběhů z realizací SISR a ekvivalentního obvodu s cívkou. Zároveň si studenti uvědomí rozdílnost rozměrů a hmotností těchto dvou realizací. Laboratorní úloha nepatří mezi jednoduché, předpokládá přípravu studentů před vlastním měřením. Studenti musí při ručně probíhajícím měření pečlivě zaznamenávat výsledky. Po měření si mohou naměřené charakteristiky porovnat a zhodnotit dosažené výsledky s teoreticky získanými pomocí programu vytvořeného v programu Matlab. Samotný program je součástí práce. Vlastní měření je koncipováno pro sestavu RC Didactic, avšak mohlo by být použito i v laboratořích, které nejsou vybaveny touto sestavou za předpokladu dostatečné výbavy reálnými cívkami. Úloha by však musela být upravena z hlediska použitých rozmezí prvků v závislosti na možnosti laboratoře.

Literatura

- [1] PUNČOCHÁŘ, J. Operační zesilovače v elektrotechnice. 5. vydání. Praha: BEN, 2002. 495 s. ISBN 80-7300-059-8.
- [2] MOHYLOVÁ, J., PUNČOCHÁŘ, J. Elektrické obvody II. 1. vydání. Ostrava: VŠB – Technická univerzita Ostrava, 2007. 162 s. ISBN 978-80-248-1338-7 (brož.).
- [3] MOHYLOVÁ, J., PUNČOCHÁŘ, J. Cvičení z Elektrických obvodů II. 1. vydání. Ostrava: VŠB – Technická univerzita Ostrava, 2007. 185 s. ISBN 978-80-248-1283-0 (brož.).
- [4] PUNČOCHÁŘ, J. Pásmová zadrž se syntetickou indukčností. *Sdělovací technika*, 2/1980, str. 49-50.
- [5] PUNČOCHÁŘ, J. Zapojení nf zesilovače s nastavitelnou frekvenční charakteristikou. *Sdělovací technika*, 9/1940, str. 331-333.
- [6] PUNČOCHÁŘ, J. Operační zesilovače - historie a současnost. 1. vydání. Praha: BEN, 2002. 68 s. ISBN 80-7300-047-4.
- [7] BELZA, J. Operační zesilovače pro obyčejné smrtelníky. 1. vydání. Praha: BEN, 2006. 248 s. ISBN 80-7300-060-1.
- [8] PUNČOCHÁŘ, J. Lineární obvody s elektronickými prvky. 1. vydání. Ostrava: VŠB – Technická univerzita Ostrava, 2002. 126 s. ISBN 80-248-0040-3.
- [9] KOLEKTIV AUTORŮ. Technický naučný slovník II díl. 2. vydání. Praha: SNTL, 1982. 436 s. L 11-S2-VI-31/11 700.
- [10] PUNČOCHÁŘ, J. Modifikace Prescottova syntetického induktoru. In *XLI. Sešit katedry elektrotechniky*. Ostrava: VŠB – Technická univerzita Ostrava. 2009. s.124 -127.
- [11] NEVŘIVA, P. Základy teorie signálů a soustav pro obor biomedicínská technika. 1. vydání. Ostrava: VŠB – Technická univerzita Ostrava, 2007. 110 s. ISBN 978-80-248-1344-8.
- [12] DOSTÁL, J. Operační zesilovače. 1. vydání. Praha: BEN, 2005. 536 s. ISBN 80-7300-049-0.