

3.2.1.3 Kapacitní snímače polohy

Metoda využívá převod měřené veličiny na změnu parametru určujícího kapacitu kondenzátoru. Ta je dána geometrií elektrod a permitivitou ϵ prostoru, v němž se uzavírá elektrické pole.

V případě rovinného deskového kondenzátoru platí pro kapacitu vztah:

$$C = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{S}{d} \quad (3.11)$$

z něhož vyplývá, že pro vyhodnocení změn kapacity C kondenzátoru lze využít změnu vzdálenosti elektrod d , změnu účinné plochy překrytí elektrod S nebo změnu poměrné permitivity dielektrika ϵ_r . Permitivita vakua je označena ϵ_0 . Přehled principů kapacitních snímačů polohy, funkčních vztahů a jim odpovídajících charakteristik je znázorněn v tab. 3.1. Náhradní schéma obvodu s kapacitním snímačem je na obr. 3.25. Obsahuje kromě vlastní kapacity snímače C_{SN} , paralelní odpor R_{SN} , reprezentující svod kondenzátoru, a dále parametry vedení, tj. odpor R_V , indukčnost L_V , izolační odpor R_{IZ} a kapacitu C_V . Aby nedocházelo k ovlivňování signálu snímače změnou parametrů vedení (teplota, vlhkost, délka), musí pro impedance platit nerovnosti:

$$R_V, \omega \cdot L_V \ll \frac{1}{\omega \cdot C_{SN}} \ll R_{IZ}, \frac{1}{\omega \cdot C_V} \quad (3.12)$$

Kapacita snímačů bývá řádově jednotky až stovky pF, takže je srovnatelná s kapacitou kabelu C_K . Jeho vliv je proto třeba maximálně potlačit jednak pro zvětšení citlivosti $\Delta C/C_{SN}$ (zvětšuje neproměnnou kapacitu), jednak pro omezení vlivu jeho změn ΔC_K , které představují parazitní signál. Při použití síťového kmitočtu dosahuje reaktance snímače ($X_C = 1/2\pi \cdot f \cdot C = 1/2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 10^{-10} \approx 3 \cdot 10^7$) hodnoty řádově až desítky M Ω , takže by bylo nutné použít citlivé vyhodnocovací obvody. Napájecí napětí se proto volí s frekvencí řádově alespoň jednotky kHz, jejich amplituda je omezena průrazem mezi elektrodami (pro vzduch do 5 V/ μ m), případný zkratový proud se omezuje sériovou impedancí.

Vyhodnocovací obvody kapacitních snímačů polohy

a) Můstkové metody

Můstková zapojení se užívají především pro diferenční snímače. Princip zapojení deskového diferenčního snímače je na obr. 3.26. Pro kapacitu C_1, C_2 snímače platí:

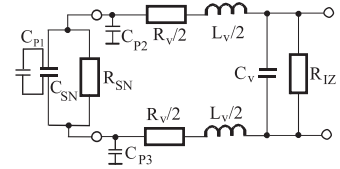
$$C_1 = C_0 + \Delta C, \quad C_2 = C_0 - \Delta C$$

Výstupní napětí U_V v měřící diagonále BC při $R_3 = R_4 = R$ dané rozdílem napětí dvou děličů bude dáno výrazem:

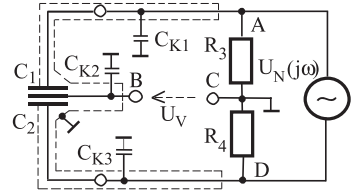
$$\begin{aligned} U_V(j\omega) &= U_N \cdot \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4} - \frac{\frac{1}{j\omega C_2}}{\frac{1}{j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega C_1}} \right] = U_N \cdot \left[\frac{1}{2} - \frac{\frac{1}{C_2}}{\frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2}} \right] = U_N \cdot \left[\frac{1}{2} - \frac{C_1}{C_1 + C_2} \right] = U_N \cdot \left[\frac{1}{2} - \frac{C_0 + \Delta C}{2C_0} \right] = \\ &= \frac{U_N}{2} \cdot \frac{\Delta C}{C_0} = \frac{U_N}{2} \cdot \frac{\epsilon \cdot S}{d - \Delta d} - \frac{\epsilon \cdot S}{d} = \frac{U_N}{2} \cdot \frac{d - (d - \Delta d)}{d - \Delta d} = \frac{U_N}{2} \cdot \frac{\Delta d}{1 - \frac{\Delta d}{d}} \approx \frac{U_N}{2} \cdot \frac{\Delta d}{d} \cdot \left(1 + \frac{\Delta d}{d} \right) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Z výsledku plyne, že výstupní napětí je při malých změnách polohy společné elektrody ($\Delta d/d \ll 1$) její lineární funkcí, což je graficky vyjádřeno charakteristikou ve 2. ř. tab. 3.1.

Vzhledem k tomu, že se uplatňují všechny parazitní kapacity C_p , jsou pro diferenční snímače vhodnější automaticky vyvažované transformátorové můstky, u nichž lze ve vyváženém stavu parazitní kapacity

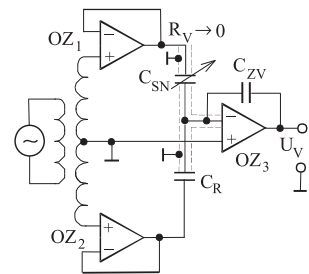


Obr. 3.25 Náhradní schéma obvodu kapacitního snímače



Obr. 3.26 Můstek pro kapacitní snímač polohy

C_p potlačit. Princip zapojení můstku se zesilovačem s kapacitní zpětnou vazbou je uveden na obr. 3.27. Snímač se napájí z ideálního zdroje napětí ($R_i = 0$) realizovaného napěťovými sledovací OZ₁, OZ₂, jejichž výstupní napětí se nemění ani při změnách parazitní kapacity přívodu. Proudový indikátor nerovnováhy OZ₃ je převodník proud–napětí s kapacitní zpětnou vazbou, na jehož vstupu je nulové napětí (virtuální zem).



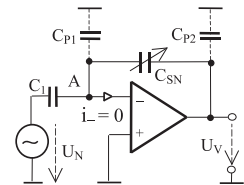
Obr. 3.27 Transformátorový můstek

b) Zpětnovazební obvody

Lineární závislost výstupního napětí kapacitního snímače polohy na vzdálenosti elektrod $U_V = f(\Delta d)$ lze získat jeho zapojením do zpětné vazby integračního zesilovače (obr. 3.28). Při zanedbatelném vstupním proudu OZ ($i \approx 0$) lze pro uzel A ($u_A = 0$) podle Kirchhoffovy věty psát:

$$\frac{u_N - u_A}{1} = \frac{u_A - u_V}{1} \Rightarrow u_V(t) = - \frac{u_N(t) C_i}{C_{SN}} = - \frac{C_i}{\epsilon \cdot S} u_M \sin \omega t = -K d \sin \omega t \quad (3.14)$$

Podle tohoto vztahu je výstupem obvodu na obr. 3.28 amplitudově modulované střídavé napětí, jehož obálka sleduje časový průběh proměnné mezery d , tj. pro amplitudu A výstupního signálu platí $A = f(d)$. Protože kapacita mezi dvěma plochami je dána vzájemně vázaným nábojem a rozdílem jejich potenciálů $C = Q / \Delta U$, potlačuje zapojení vliv parazitních kapacit přívodů snímače k invertujícímu vstupu C_{p1} (virtuální nula) a napěťovému výstupu operačního zesilovače (C_{p2}).



Obr. 3.28 Zapojení kapacitního snímače do zpětné vazby integračního zesilovače

c) Rezonanční obvody

Rezonanční obvody vyhodnocují změny kapacity snímače ΔC_{SN} užitím paralelního LC obvodu dvojným způsobem – měřením výstupního napětí $U_V(j\omega)$ vlivem změny jeho impedance $Z(j\omega)$ v oblasti rezonance, nebo měřením jeho frekvence. Princip první metody, tj. vyhodnocení impedance $Z(j\omega) = f(\Delta C_{SN})$, se realizuje obvodem podle obr. 3.29. Pro impedanci rezonančního obvodu lze za předpokladu $R_L \ll \omega L$ snadno odvodit vztah $Z = j\omega L / (1 - \omega^2 LC_{SN})$, takže pro přenos $F(j\omega)$ děliče platí:

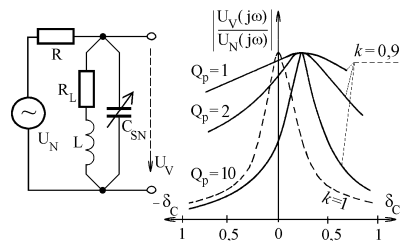
$$F(j\omega) = \frac{U_V(j\omega)}{U_N(j\omega)} = \frac{Z(j\omega)}{R + Z(j\omega)}$$

Kapacitu snímače C_{SN} vyjádříme změnou jeho kapacity ΔC_{SN} vzhledem k základní hodnotě C_0 , tedy výrazem:

$$C_{SN} = C_0 \pm \Delta C_{SN} = C_0 \cdot (1 \pm \delta_c),$$

v němž je zaveden parametr $\delta_c = \Delta C_{SN} / C_0$. Po dosažení získáme pro přenos děliče vztah:

$$F(j\omega) = \frac{U_V(j\omega)}{U_N(j\omega)} = \frac{j\omega L}{R \cdot [1 - \omega^2 LC_0(1 \pm \delta_c)] + j\omega L}$$



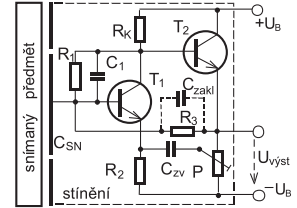
Obr. 3.29 Zapojení a charakteristiky rezonančního obvodu

Rezonanční obvod se snímačem musí být naladěný na bok rezonanční křivky (nutno rozlišovat polaritu změny kapacity snímače, navíc ve vrcholu je plochý průběh), takže základní kapacita snímače C_0 neodpovídá rezonančnímu kmitočtu f_{RES} , tj. pro základní kapacitu C_0 platí $C_0 \neq C_{RES}$. Matematicky to vyjádříme vztahem: $\omega_{REZ} = 1 / \sqrt{LC_{REZ}} = k / \sqrt{LC_0} = k \omega_0$. Zavedením poměru k rezonanční frekvence obvodu LC_{SN} a frekvence snímače v počátku měřicího rozsahu a obecně užívaného činitele jakosti rezonančního obvodu $Q_p = \omega L / R$ upravíme přenos do tvaru:

$$F(j\omega) = \frac{j\omega L}{R \cdot [1 - k^2(1 \pm \delta_c)] + j\omega L} = \frac{1}{1 - j \cdot \frac{R}{\omega L} \cdot [1 - k^2(1 \pm \delta_c)]} = \frac{1}{1 - \frac{j}{Q_p} \cdot [1 - k^2(1 \pm \delta_c)]}$$

Graficky je průběh absolutní hodnoty tohoto přenosu pro poměr $k = 0,9$ a tři hodnoty Q_p (1, 2 a 10) uveden na obr. 3.29, z něhož plyne, že volbou polohy (k) a šířky (Q_p) rezonanční křivky lze volit pracovní oblast snímače s vyhovující citlivostí a linearitou. Nevýhodou jsou značné nároky na stálou kmitočku napájecího napětí U_N , chybu ovlivňují i ztrátové odpory cívky a kondenzátoru.

Nespojitě kapacitní snímače polohy pracují na principu vyhodnocování kmitů oscilačních obvodů RC, resp. LC. Konstrukčně jsou tyto snímače provedeny s čelním uspořádáním elektrod (obr. 3.30, 3.45, 3.47), takže elektrostatické nebo magnetické pole vystupuje z čela snímače ve směru jeho osy. Vniknutím předmětu (vodivého i nevodivého) do elektrostat. pole kondenzátoru se mění kapacita oscilačního obvodu a tím amplituda jeho kmitů. Jejím dvouhodnotovým vyhodnocením se získá logický signál o přítomnosti předmětu v aktivní zóně snímače. Výhodou proti indukčnostním snímačům tohoto typu je větší spínací vzdálenost. Elektricky ji lze zmenšením citlivosti zmenšit, čímž se dosáhne toho, že snímač určité předměty neindikuje. Nevýhodou je vliv vlhkosti aktivní plochy, který může způsobit i nežádoucí sepnutí.



Obr. 3.30 Oscilační obvod RC

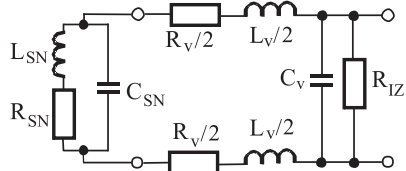
Kromě měření polohy se používají k měření zrychlení („air-bag“ obr. 3.80), síly, tlaku (obr. 3.106), hladiny (obr. 3.140), vlhkosti (obr. 3.180), vodivosti kapalin a dalších veličin.

3.2.1.4 Indukčnostní snímače polohy

Princip indukčnostních snímačů polohy spočívá v převodu polohy na změnu vlastní indukčnosti L cívky (tlumivkové snímače), případně vzájemné indukčnosti M dvou cívek (transformátorové snímače). Rozdělení indukčnostních snímačů podle uspořádání magnetického obvodu se provádí do čtyř skupin: **snímače s uzavřeným magn. obvodem**, **snímače s otevřeným magn. obvodem**, **snímače s potlačeným magn. polem** (s aplikací vířivých proudů) a **snímače bez feromagnetika**.

Snímací prvky mohou být v provedení jednoduchém nebo diferenciálním s výstupním signálem spojitým nebo nespojitým. Měřicí element indukčnostních snímačů polohy může působit na vstupu do cívky nebo na jádro. Elektrické náhradní schéma obvodu s indukčnostním snímačem je nakresleno na obr. 3.31.

Kromě indukčnosti L_{SN} představuje vinutí snímače odpor R_{SN} a kapacitu C_{SN} mezi závity (lze ji zanedbat). Odpor vedle činné složky má složky reprezentující vířivé proudy a ztráty magnetickou hysterezi jádra. Při běžných kmitočtech $5 \div 50$ kHz platí $\omega L \sim R \div 10R$, takže údaj indukčního snímače je závislý na kmitočtu. Pro dynamická měření je třeba, aby kmitočet napájecího napětí byl zhruba desetinasobkem kmitočtu změn měřené veličiny, s jeho růstem se zhoršuje činitel jakosti Q , tj. zmenšuje se citlivost, takže není vhodné příliš ho zvyšovat. S měřicím obvodem je snímač spojen vedením s odporem R_V , indukčností L_V , kapacitou mezi vodiči C_V a izolačním odporem R_{IZ} . Pro minimalizaci vlivu změn parametrů vedení na výstupní signál snímače musí být jeho reaktance $X_L = \omega \cdot L_{SN}$ navržena tak, aby platilo:



Obr. 3.31 Náhradní schéma obvodu indukčnostního snímače

$$R_V, \omega L_V \ll \omega \cdot L_{SN} \ll R_{IZ}, \frac{1}{\omega \cdot C_V} \quad (3.15)$$

a) Indukčnostní snímače s uzavřeným magnetickým obvodem

Tlumivkové snímače polohy – základní vztahy

Vlastní indukčnost cívek **tlumivkových snímačů** je staticky definována výrazem:

$$L = \frac{N \cdot \Phi}{I} = \frac{N \cdot F_m}{I \cdot Z_M} = \frac{N^2}{Z_M} \quad (3.16)$$

v němž byl použit Hopkinsonův zákon, podle kterého pro magnetický tok Φ platí:

$$\phi = \frac{F_M}{Z_M} = \frac{N I}{Z_M}$$

Komplexní magnetická impedance Z_M je dána součtem činné a jalové složky magnetického odporu, tj. lze ji psát ve tvaru:

$$Z_M = R_M + jX_M \quad (3.16a)$$

Pro reálnou složku magnetického odporu R_M platí vztah:

$$R_M = \sum_{i=1}^n \frac{l_i}{\mu_i S_i} = \sum \frac{l_{vz}}{\mu_{vz} S_{vz}} + \sum \frac{l_{mg}}{\mu_{mg} S_{mg}} \quad (3.16b)$$

v němž l jsou délky siločar, S průřezy magnetického obvodu, μ je permeabilita prostředí a indexy znamenají vzduch a magnetikum. Pro komplexní složku X_M platí vztah:

$$X_M = \frac{P_0}{\omega \cdot \Phi^2} \quad (3.16c)$$

v němž P_0 je ztrátový výkon vlivem hystereze a vířivých proudů, tabelován pro materiály při indukci $B = 1T$ a $f = 50$ Hz, pro oblast kmitočtů do 10^4 Hz lze tento člen zanedbat. Pro impedanci cívky snímače Z získáme dle náhradního schématu na obr. 3.31 zanedbáním odporu R_{SN} , kapacity C_{SN} a komplexní složky magnetického odporu X_M dosazením (3.16, 3.16a,b) vztah:

$$Z = R_{SN} + j\omega L = R_{SN} + j\omega \frac{N^2}{R_M + jX_M} \approx j\omega \frac{N^2}{R_M} = j\omega \frac{N^2}{\sum \frac{l_i}{\mu_i S_i}} \quad (3.16d)$$

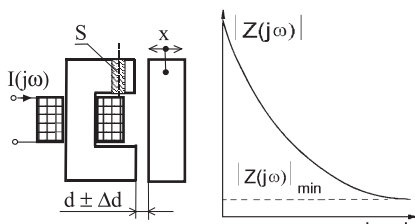
Impedanci indukčnostního snímače můžeme podle (3.16d) ovlivňovat proměnnou délkou siločáry l_i ve vzduchové mezeře nebo v magnetiku, proměnnou plochou magnetického obvodu S_i nebo proměnnou permeabilitou μ_i .

Tlumivkové snímače s proměnnou délkou vzduchové mezery

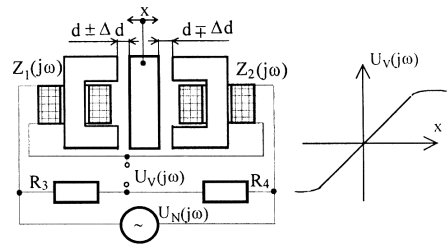
Při zanedbání odporu feromagnetika plyne z rovnic 3.16, 3.16b,d pro indukčnost L snímače podle obr. 3.32 přibližný vztah:

$$L = \frac{N^2}{R_M} = \frac{N^2 \mu_0 S}{2d} \quad (3.16e)$$

Závislost L na délce vzduchové mezery d je hyperbolická (obr. 3.32), snímač se používá pouze v oblasti malých vzduchových mezer, pro které je převodní charakteristika přibližně lineární. Diferenčním uspořádáním snímače dle obr. 3.33, v němž změny Δd vyvolají změny ΔL opačných znamének se v můstkovém zapojení dosáhne dvojnásobné citlivosti a zmenšení nelinearity.



Obr. 3.32 Indukčnostní snímač s proměnnou délkou vzduchové mezery



Obr. 3.33 Diferenční indukčnostní snímač s proměnnou délkou vzduchové mezery