

5. MĚŘENÍ NAPĚTÍ OSCILOSKOPEM

Ručkovými nebo digitálními přístroji měříme zpravidla střední nebo efektivní hodnotu napětí. Na osciloskopu si můžeme prohlédnout časově rozvinutý průběh napětí. Přesnost odečítání napětí je sice menší než na voltmetru, ale můžeme odečíst výšky a šířky pulzu, zvlnění stejnosměrného napětí apod.

V této úloze měříme napětí po jednocestném nebo dvojcestném usměrnění a po filtraci tohoto napětí jednoduchým RC filtrem. Seznámíme se tím s činností usměrňovačů a filtru a se vztahy mezi střední, efektivní a špičkovou hodnotou napětí.

Střední hodnota napětí

Pokud napětí je časově nezávislé je jeho střední hodnota rovna okamžité hodnotě. Mění-li se periodicky s časem, je střední hodnota definována vztahem

$$U_e = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt, \quad (1)$$

ve kterém u je okamžitá hodnota napětí, t čas a T doba jedné periody.

Na stejnosměrných rozsazích analogových i digitálních měřicích přístrojů měříme vždy střední hodnotu. Při periodicky se měnícím signálu je údaj přístroje časově nezávislý, pokud doba kmitu T signálu je podstatně menší, než doba kmitu systému analogového přístroje, či doba jednoho měření digitálního přístroje. Při velmi pomalu se měnícím signálu údaj měřicího přístroje sleduje okamžité hodnoty. Je-li průběh signálu sinusový, je údaj měřicího přístroje na stejnosměrném rozsahu nulový, pokud frekvence signálu je dostatečně vysoká. Za dostatečně vysokou frekvenci je možno považovat frekvenci elektrické sítě $f = 50$ Hz.

Efektivní hodnoty napětí

Efektivní hodnota napětí U souvisí s okamžitou hodnotou napětí $u(t)$ integrálním vztahem

$$U^2 = \frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt, \quad (2)$$

ve kterém je opět T perioda a t čas.

Je-li závislost napětí na čase harmonická ($u(t) = U_0 \sin(\omega t + \varphi)$), plyne ze vztahu (2), že platí

$$U = U_0 / \sqrt{2} \quad (3)$$

Zcela obdobný vztah by platil mezi efektivní I a špičkovou I_0 hodnotou proudu.

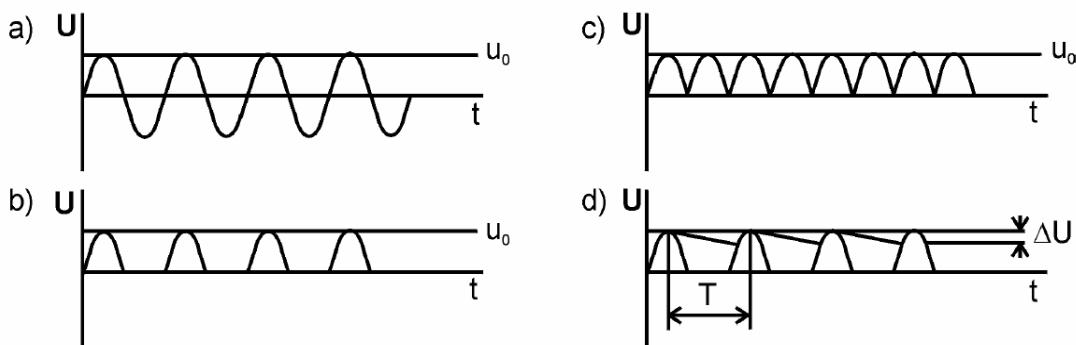
Výchylka měřicích přístrojů s elektromagnetickým či elektrodynamickým systémem je úměrná efektivní hodnotě proudu, který systémem protéká. U běžně používaných přístrojů s otočnou cívkou či u přístrojů digitálních (elektronických) zůstává výchylka úměrná střední hodnotě proudu. Při měření na střídavých rozsazích se musí signál nejprve usměrnit. Výchylka je

potom úměrná střední hodnotě usměrněného proudu. Stupnice je však udělána tak, aby při harmonickém průběhu signálu jsme mohli přímo číst efektivní hodnoty. Jestliže průběh signálu není harmonický, neodpovídá údaj měřícího přístroje efektivním hodnotám. Protože odečtené napětí U na přístroji není v tomto případě efektivní hodnotou, nevyhovuje tato hodnota vztahu (2), a pochopitelně ani vztahu (3).

Jednocestný usměrňovač

Jeho zapojení s odporovou zátěží je na obr. 1. Na primární vinutí transformátoru je zapojeno střídavé napájecí napětí, zpravidla ze sítě. V sekundárním vinutí se indukují střídavé napětí U , jehož průběh je na obr. 2a. Usměrňovač propustí proud do zátěže R_z pouze tehdy, je-li na horní straně transformátoru kladná půlvlna střídavého napětí. Na zatěžovacím odporu vznikne průtokem tohoto proudu I napětí pouze po dobu trvání kladné půlvlny na horním vývodu transformátoru. Při záporné půlvlně bude spád napětí na zatěžovacím odporu nulový. Průběh tohoto usměrněného napětí je zakreslen v části b) obr. 2. Střední hodnota jednocestně usměrněného harmonického napětí souvisí se špičkovou hodnotou podle vztahu

$$U_e = U_0 / \pi \quad (4)$$



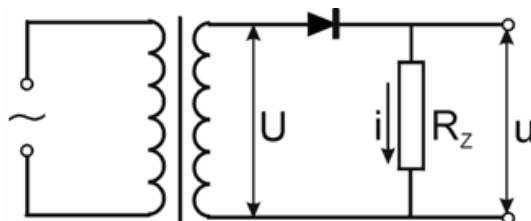
Obr. 2

Dvojecestný usměrňovač

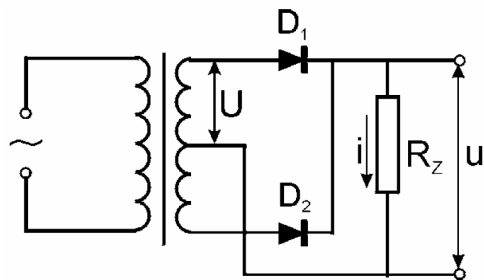
Pokud síťový transformátor má vyveden i střed vinutí, lze ho využít pro usměrnění obou půlvln.

Zapojení dvojecestného usměrňovače s odporovou zátěží je na obr. 3.

V tomto zapojení propouští v každé půlperiodě střídavě proud jedna z diod. Je-li např. v určitém okamžiku na horní svorce kladné napětí, propouští dioda D_1 . Ve stejném okamžiku je však na dolním konci záporné napětí a tudíž dioda D_2 je zapojena v závěrném směru. V následující půlperiodě se poměry obrátí a povede dioda D_2 a dioda D_1 je



Obr. 1

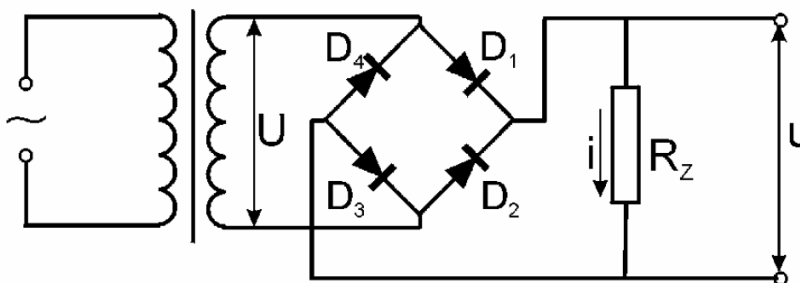


Obr. 3

uzavřena. Směr proudu I zátěží zůstane však stejný. Průběh napětí u na zátěži je zakreslen na obr. 2c. Proud v zátěži opět pulsuje, avšak s dvojnásobnou frekvencí, což je výhodnější pro filtraci.

Můstkové zapojení

S tímto můstkovým (obr. 4) nebo též Graetzovým zapojením dosáhneme stejného průběhu napětí na zátěži jako s dvojcestným i tehdy, není-li vyveden střed sekundárního vinutí transformátoru. Činnost tohoto zapojení je následující:



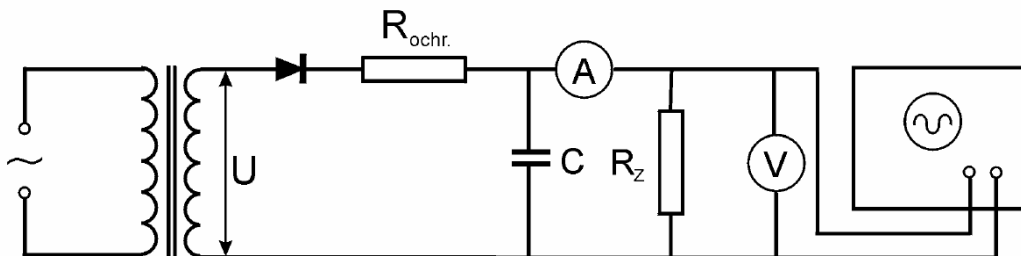
Obr. 4

Pokud má svorka sekundárního vinutí transformátoru vyšší potenciál než svorka spodní, teče proud od horní svorky před diodu D_1 , zatěžovací odpor R_z a diodou D_3 k dolní svorce transformátoru. Diody D_2 a D_4 jsou zavřené. Změní-li se polarita napětí na sekundárním vinutí transformátoru, teče proud i od dolní svorky transformátoru přes diodu D_2 , zatěžovací odpor R_z a přes diodu D_4 k horní svorce. Směr proudu v zatěžovacím odporu bude v obou půlperiodách stejný. V obou předchozích případech je střední hodnota usměrněného napětí.

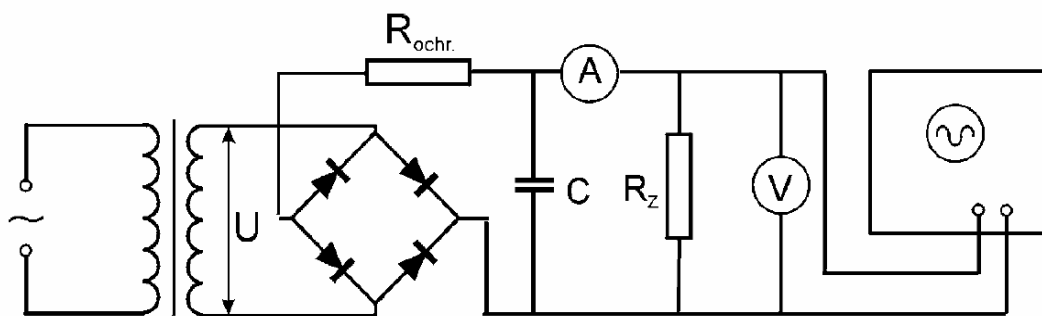
$$U_e = \frac{2}{\pi} U_0 \quad (5)$$

Filtrace napětí

Usměrněné napětí z diod je pulsující. Toto napětí můžeme vyhladit (filtrovat), připojíme-li paralelně k zatěžovacímu odporu R_z kondenzátor o kapacitě C (viz obr. 5, 6). Pokud by byl odpor R_z nekonečně velký, nabil by se tento kondenzátor na špičkovou hodnotu usměrněného napětí a napětí na kondenzátoru by zůstalo konstantní. Má-li však odpor R_z konečnou hodnotu, vybíjí se kondenzátor C přes odpor R_z s časovou konstantou $R_z C$.



Obr. 5



Obr. 6

V čase mezi následujícími dvěma pulsy bude časový průběh u na odporu R_z roven

$$u = U_0 e^{-\frac{t}{R_z C}}, \quad (6)$$

je-li U_0 špičková hodnota napětí, na které se nabije kondenzátor a t čas. Kondenzátor C se vybíjí přes odpor R_z až do příchodu následujícího pulsu. Pak se začne nabíjet na špičkovou hodnotu. Pokud by zdroj, reprezentovaný sekundárním vinutím transformátoru a diodou měl nulový vnitřní odpor, sledoval by průběh napětí na kondenzátoru náběhovou hranou pulsu. Tento předpoklad však není splněn a kromě toho se zařazuje mezi diodu a zatěžovací obvod (viz obr. 5, 6) ochranný odpor.

Zapojením tohoto odporu se má zabránit přetížení zdroje při počátečním nabíjení kondenzátoru. Kondenzátor se proto nabije přes odpor r rovný součtu vnitřního odporu zdroje a ochranného odporu. Odpor r musí být menší než zatěžovací odpor. Pak je časová konstanta nabíjení rC menší než časová konstanta vybíjení $R_z C$.

Výpočet časové závislosti napětí na zatěžovacím odporu je obecně poměrně složitý. Abychom výpočet zjednodušili, budeme předpokládat, že časová konstanta vybíjení $\tau_v = R_z C$ je podstatně delší než doba mezi po sobě následujícími pulsy (t je u jednocestného usměrnění doba periody kmitu T , u dvojcestného usměrnění $T/2$) a že doba, po kterou se kondenzátor nabíjí, je zanedbatelně krátká. Tyto předpoklady jsou poměrně dobře splněny, pokud činitel filtrace je velký. Činitel filtrace k_f je definován jako poměr špičkové hodnoty střídavého napětí U_0 na sekundáru transformátoru ku špičkové hodnotě střídavé složky usměrněného napětí ΔU (viz obr. 2d)

$$k_f = \frac{U_0}{\Delta U}. \quad (7)$$

Je-li změna napětí na kondenzátoru malá, lze průběh napětí mezi dvěma následujícími nabíjecími pulsy vyjádřit přibližně vztahem

$$u \cong U_0 \left(1 - \frac{t}{R_z C} \right), \quad (8)$$

který získáme, rozložíme-li výraz (6) v řadu a vezmeme pouze první dva členy. V okamžiku, kdy přijde nabíjecí puls, se nabije kondenzátor napětí U_0 . Zde činíme určité zjednodušení, neboť předpokládáme, že nabíjecí puls je nekonečně krátký. Za dobu t_0 , než přijde následující puls, se kondenzátor vybije na hodnotu

$$u(t_0) = U_0 \left(1 - \frac{t_0}{R_z C} \right) \quad (9)$$

Pro jednocestný usměrňovač, u kterého je $t_0 \cong T$ (T je perioda kmitu), bude činitel filtrace roven

$$k_f = \frac{U_0}{U_0 - u(t_0)} = \frac{R_z C}{T} . \quad (10)$$

Při dvojcestném usměrnění, kdy $t_0 = T/2$ bude

$$k_f = 2 \frac{R_z C}{T} . \quad (11)$$

Je zřejmé, že při dvojcestném usměrnění postačí k dosažení daného koeficientu filtrace poloviční filtrační kapacita C , ve srovnání s usměrňovačem jednocestným.

Ze vztahů (10) a (11) plyne, že pro udržení daného činitele filtrace je nutno při změně zatěžovacího proudu, tj. změně proudu odebíraného zátěží, změnit filtrační kapacitu tak, aby časová konstanta zatěžovacího obvodu zůstávala konstantní. Proud zátěží, který označíme I_{ss} , je s odporem R_z svázán Ohmovým zákonem

$$I_{ss} = \frac{U_{ss}}{R_z} , \quad (12)$$

ve kterém U_{ss} je stejnosměrné napětí na zátěži. Pokud je činitel filtrace $k_f \gg 1$, je $U_{ss} = U_0$. Ze vztahů (10), (11), (12) vyplývá pro závislost filtrační kapacity na proudu odbíraném zátěží přibližný vztah (při $k_f \gg 1$)

$$C = T k_f I_{ss} \cdot (n U_0)^{-1} . \quad (13)$$

Veličina n je přitom rovna jedné při jednocestném usměrnění a $n = 2$ při dvojcestném usměrnění.

Na závěr je třeba poznamenat, že výše uvedený způsob filtrace je nejjednodušší a nemá optimální parametry. V praxi se proto častěji setkáváme s filtry, které jsou sestaveny z tlumivky a kondenzátoru. U těchto filtrů lze snadněji dosáhnout vyšších hodnot činitele filtrace než u filtrů odporově kapacitních.

Literatura

- [1] Brož J. a kol.: Základy fyzikálních měření I, SPN, Praha 1983, stať 4.4.1
- [2] Bakule R., Šternberk J.: Fyzikální praktikum II., SPN, Praha 1989