

ÚPRAVA A PŘIZPŮSOBENÍ SIGNÁLU, PŘEVODNÍKY

G STUDIJNÍ CÍLE

Po prostudování :

- § Poznáte základní rozdělení signálu.
- § Poznáte vztah mezi efektivní a střední hodnotou základních tvarů signálů.
- § Pochopíte princip převodníku efektivní hodnoty.
- § Porozumíte principu převodníku výkonu.
- § Poznáte základní obvodové řešení těchto převodníků.

N KLÍČOVÁ SLOVA

převodník, efektivní hodnota, vzorkovací frekvence, šířka pásma, perioda, kvadrátor.

Ā ČAS POTŘEBNÝ KE STUDIU

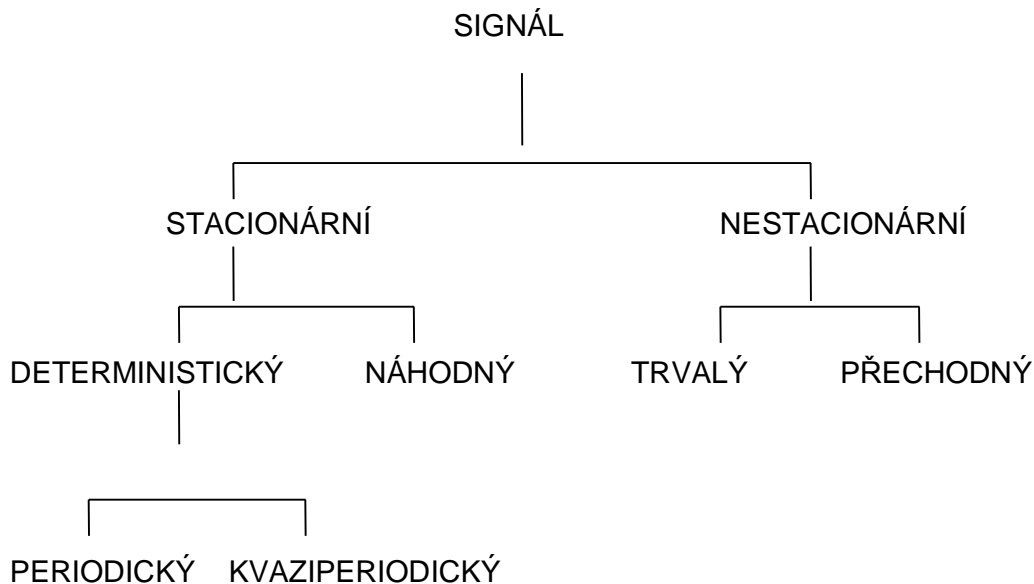
180 minut

1. TYPY MĚŘENÝCH SIGNÁLŮ, JEJICH PŘÍZPŮSOBENÍ A ÚPRAVA

Signály lze třídit podle různých hledisek. Většinou sledujeme jejich časový průběh a proto je nejdůležitější základní dělení na stacionární a nestacionární signály.

Existují exaktní kritéria pro definici stacionárních procesů, ale pro praktické použití lze v hrubém přehledu vyložit stacionární funkci jako takovou, jejíž veličiny, definované středními hodnotami, se nemění s časem, a jsou nezávislé na části vzorku, užitého k jejich měření. Takové kritérium vyhovuje jak určitým (deterministickým) signálům, tak rovněž signálům náhodným. Přicházíme tedy k dalšímu dělení na deterministické signály, jejichž okamžitá hodnota v následujícím čase je předem známa, tj. je určena přesně definovanou časovou funkcí, a náhodné, jež jsou popsány statistickými veličinami jako střední hodnota, rozptyl atd.

Nestacionární signály mohou být děleny na kontinuální a tranzientní signály, které začínají a končí v nule. Rozdělení signálů ukazuje následující obr. 1.1.



Obr.1.1 Rozdělení signálů

Časový průběh stacionárního deterministického signálu lze exaktně matematicky vyjádřit. Základem periodických procesů je Fourierova řada. Periodickou funkci lze definovat vztahem :

$$y(t) = y(t + T) \quad (1.1)$$

kde je:

Tdoba periody

Stacionární signály

Každý periodický děj lze znázornit Fourierovou řadou:

$$y(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t - j_n) \quad (1.2)$$

Kmitočtové spektrum takového děje je diskrétní, obsahuje základní kmitočet rovný převrácené hodnotě periody a další kmitočty, jež jsou celistvými násobky základního kmitočtu.

Kdybychom skládali dva nebo více harmonických průběhů, pak výsledný průběh bude periodický, podaří-li se nám najít periodu, jež by byla nejmenším společným násobkem period jednotlivých kmitání. Jinak lze říci, že poměr jejich period musí být dán poměrem celých čísel.

Máme signál složený ze dvou harmonických průběhů, jejichž kmitočty jsou v iracionálním poměru (např. $1:\sqrt{2}$). můžeme takovýto průběh zapsat rovnicí:

$$y = A \cdot \sin(\omega \cdot t) + B \cdot \sin(\sqrt{2} \cdot \omega \cdot t) \quad (1.3)$$

Takový průběh není periodický, poněvadž se oba průběhy nikdy nesetkají se stejnou fází, jakou měly na počátku. Tento signál se nazývá kvaziperiodický.

V protikladu k deterministickým signálům mají náhodné signály spojitě kmitočtové spektrum. K popisu těchto signálů slouží čtyři základní typy statistických funkcí:

- střední kvadratická hodnota
- hustota pravděpodobnosti
- autokorelační funkce
- spektrální hustota

Nestacionární signály

Tranzientní signál patří většinou mezi nestacionární signály. U trvalého signálu není hranice mezi stacionárním a nestacionárním signálem pevná. Záleží na tom, jak budeme formulovat podmínky pro časovou stálost signálu. Některé druhy trvalých nestacionárních signálů, které svou povahou připouštějí rozdělit se v řadu časových úseků, můžeme považovat za stacionární, a jako takové je v určité oblasti hodnotit a analyzovat.

Na přechodný signál, který začíná s nulovou amplitudou a končí opět v nule lze aplikovat Fourierovu transformaci.

Přizpůsobení a úprava signálu

Číslicové zpracování analogového signálu dnes s rozvojem elektroniky nabývá na významu. Vlastní převod analogového signálu na číslicový vyžaduje, aby z analogového signálu byly odebrány vzorky okamžité amplitudy v pravidelných intervalech. To zajišťuje vzorkovací obvod, který snímá v taktu vzorkovacího kmitočtu okamžitou hodnotu analogového signálu a uchová ji tak dlouho, dokud další systém - analogově číslicový převodník, nepřevéde signál na číslo.

Časový sled čísel získaný takovým postupem je číslicový signál a ten je pak obrazem primárního analogového signálu. Analogový signál se převádí

kvantizátorem na čísla úměrná okamžité hodnotě amplitudy. Aby byl číslicový signál, který je vyjádřen sledem čísel, obrazem analogového signálu, musí být vzorkování dostatečně husté a stupnice číselných hodnot dostatečně jemná. Hustota vzorkování je vyjádřena vzorkovacím kmitočtem. Podle Shannon - Kotělnikovovy věty platí:

Vzorkovací kmitočet musí být alespoň dvojnásobkem nejvyššího kmitočtu, který chceme přenášet (vyhodnocovat).

Kmitočtová analýza stacionárního signálu

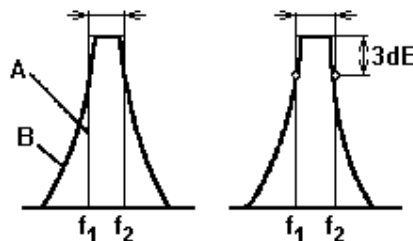
V oblasti bezdemontážní diagnostiky se využívají zejména frekvenční analyzátory, které jsou v podstatě měřicím zařízením pro měření frekvenčního spektra doplněného kmitočtově závislým obvodem - filtrem, který ze signálu propouští k vyhodnocení pouze jeho určitou část.

Filtry pevně nastavené, tzv. kmitočtové propusti, propouštějí od dolního kmitočtu f_1 až do horního kmitočtu f_2 . Mimo toto pásmo nepropouštějí žádný signál. To je ovšem ideální filtr a skutečný průběh propustnosti filtru ukazuje obr.2. Spojením dolní a horní propusti obdržíme pásmovou propust. U pásmových propustí se udává střední kmitočet, který je geometrickým průměrem krajních kmitočtů. Platí že:

$$f_s = \sqrt{f_1 \cdot f_2} \quad (1.4)$$

z toho vyplývají vztahy pro krajní kmitočty:

$$f_1 = \frac{f_s}{\sqrt{2}} \quad f_2 = \sqrt{2} \cdot f_s \quad (1.5)$$



Obr. 1.2 Definice šířky propouštěného pásma

Kde je:

- A.....ideální propust
- B.....skutečná propust
- $f_1 - f_2$ šířka propouštěného pásma

Signál, který chceme analyzovat je obvykle snímán přímo ze sledovaného zařízení či objektu. S rozšířením využíváním výpočetní techniky je možné využívat pro frekvenční analýzu softwarového vybavení k některým měřicím kartám (SW pro kartu ADAB, Workbench apod.). Rovněž existují programové prostředky, které umožňují frekvenční analýzu pomocí FFT (např. Excel 5, SW pro BK500 a pod.).

Kmitočtová analýza nestacionárního signálu

Získání spektra přechodového průběhu klade značné nároky na přístrojové vybavení i zpracování. Sejmout časový průběh signálu lze bod po bodu buď z oscilogramu nebo signál elektronicky vzorkovat, digitálně vyhodnotit a zpracovat pomocí počítače.

Pro tyto účely lze využít komerční přístroje, např. Brüel a Kjaer typ 7502 - číslicový zapisovač krátkodobých dějů, který impuls ovzorkuje (lze snímat až 10^5 vzorků za sekundu) a uloží do paměti. Výstup z přístroje je analogový i digitální. V poslední době se používá měřících karet ve spojení s počítačem PC AT, doplněných vhodným softwarem, jejich vzorkovací kmitočty mohou dosahovat řádově až 10^6 vzorků/sec (např. karty PCLab, Workbench apod.). V poslední době je možné provést záznam a analýzu přechodových dějů pomocí číslicových osciloskopů vybavených vlastní procesorovou jednotkou (např. osciloskopy fy Kikusui disponují vzorkovací frekvencí 20 - 100 MS/sec).

2. PŘEVODNÍKY ELEKTRICKÝCH VELIČIN, PRŮMYSLOVÉ STANDARDY

Převodníky elektrických veličin slouží k převodu stejnosměrných i střídavých signálů na stejnosměrnou hodnotu proudu nebo napětí, která je úměrná hodnotě vstupní veličiny. Tímto způsobem lze také převádět libovolnou fyzikální veličinu (např. teplotu, tlak atd.), převedenou vhodným převodníkem na elektrický signál.

Střídavá napětí a proudy lze charakterizovat maximální hodnotou, aritmetickou střední hodnotou nebo efektivní hodnotou. Vztah mezi efektivní, střední a maximální hodnotou sinusového, obdélníkového a trojúhelníkového signálu ukazuje následující tabulka 2.1.

Signál	Efektivní hodnota	střední hodnota	činitel tvaru	činitel výkyvu
Sinusový	$\frac{U_m}{\sqrt{2}}$	$\frac{2 \cdot U_m}{\pi}$	$\frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}}$	$\sqrt{2}$
Obdélníkový	U_m	U_m	1	1
Trojúhelníkový	$\frac{U_m}{\sqrt{3}}$	$\frac{U_m}{2}$	$2 \cdot \sqrt{3}$	$\sqrt{3}$

Tab. 2.1 Vztah mezi efektivní a střední hodnotou

V současné době se používají v provozní praxi technické převodníky. Slouží k převodu aktivních i pasivních elektrických veličin na unifikovaný stejnosměrný signál. Koncový přístroj pro sledování měřené veličiny tak může být tvořen jednoduchým ampérmetrem příp. voltmetrem, který je cejchován v jednotkách měřené veličiny - V, W, A, kW ... atd. Typické unifikované hodnoty výstupních signálů jsou v tabulce 2.2.

napětový	0 ÷ 5 V	0 ÷ ±5 V	0 ÷ 10 V
proudový	0 ÷ 5 mA	(0 ÷ ±5 mA)	max. zátěžná impedance 2 kΩ
proudový	0÷20 mA	(0 ÷ ±20 mA)	max. zátěžná impedance 4 kΩ
proudový	4÷20 mA	(4 ÷ ±20 mA)	max. zátěžná impedance 4 kΩ

Tab. 2.2 Unifikované hodnoty výstupních signálů

Převodníků se vyrábí celá řada. U nás je výrobcem Metra Blansko, která vyrábí ucelenou řadu převodníků (tab. 2.3), ze kterých je možné sestavit relativně komplikované měřicí systémy včetně podpůrných funkcí vybavených unifikovanými výstupy. Tyto sestavy doplněné vhodným vícekanálovým A/D převodníkem (např. Datalab 2004-s 32 kanály fy Alcor Zlín +SW Control Panel) a vhodným počítačem umožňují realizovat automatizované měřicí pracoviště.

stejnoseměrné napětí	NCZ 230
střídavé napětí	NCZ 220,NCZ 390,
střídavý proud	NCZ 240,NCZ 250
střídavý výkon činný	NCZ 290,NCZ 310
střídavý výkon jalový	NCZ 300,NCZ 320
Kmitočet	NCZ 200
Fáze	NCZ 210
součtový zesilovač	NCZ 330
Analogová dělička	NCZ 340
Oddělovací jednotka	NCZ 430

Tab. 2.3 Přehled technických převodníků fy Metra Blansko

Třída přesnosti těchto převodníků se pohybuje v rozmezí 0.2 až 1%. Obdobné vlastnosti mají technické převodníky fy ADAM dodávané firmou např. firmou Alcor Zlín. Výstupní obvod technických převodníků převádí vstupní signál na proudový pomocí obvodu, který pracuje s vnuceným proudem. To znamená, že pokud není překročena povolená impedance proudové smyčky, nemají změny odporu smyčky vliv na přesnost přenášené veličiny. Pro krátké přenosové vzdálenosti je možné používat výstupního signálu napětového (vhodné např. pro paralelní zapojení ukazovacích přístrojů). Tento způsob je ovšem náchylnější na rušivé vlivy. Výhodou technických převodníků je:

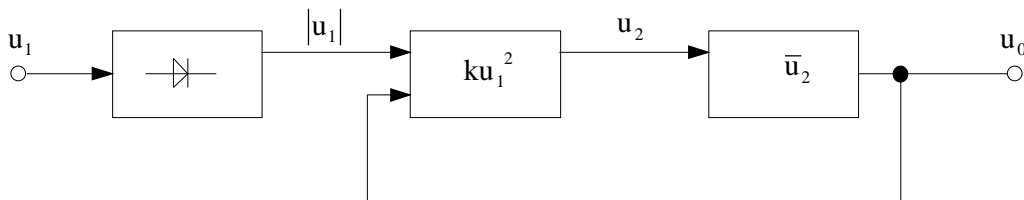
- zpracování měřeného signálu obvykle v místě měření (např. kobka vn rozvodny)
- přenos stejnosměrného obrazu na větší vzdálenosti pomocí proudové smyčky (např. velín rozvodny vn). Vzdálenost je omezena pouze max. povolenou impedancí proudové smyčky.

2.1 Převodník efektivní hodnoty napětí a proudu

Obdobně jako při určování střední hodnoty usměrněného napětí stanovíme efektivní hodnotu podle její definice.

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) \cdot dt} \quad (2.1)$$

Pro velmi přesná měření ($\leq 0,1\%$) není v současné době v tuzemsku k dispozici součástka s dostatečně přesnou kvadratickou charakteristikou a proto se používá takové obvodové řešení, které umožní realizaci měřicího zařízení s chybou podstatně menší než je chyba kvadrátoru. Metoda zvolená u převodníku NC20 a NC50 je použitelná pro případy, kdy činitel tvarového zkreslení $k \rightarrow 1$. Této podmínce vyhovuje většina technicky střídavých veličin pro oblast $1 \leq k \leq 1,1$.



Obr. 2.1 Blokové schéma převodníku efektivní hodnoty

Převodník NC20 respektive NC50 sice neměří správnou efektivní hodnotu, avšak snižuje vliv všech harmonických. Metoda převodu je založena na změně zesílení během každé poloviny periody měřeného napětí. Zesílení je určováno výstupním napětím pomocí zpětné vazby. Blokové zapojení převodníku efektivní hodnoty je na obr. 1, podle něhož lze sledovat odvození vztahů pro výpočet efektivní hodnoty. Převodník principiálně využívá aproximace kvadratické funkce $u_2 = au_1^2$ lomenou čarou pomocí lineárních úseků, přičemž parametr $a = \frac{1}{U_0}$, $u_2 = \frac{1}{U_0} \cdot u_1^2$.

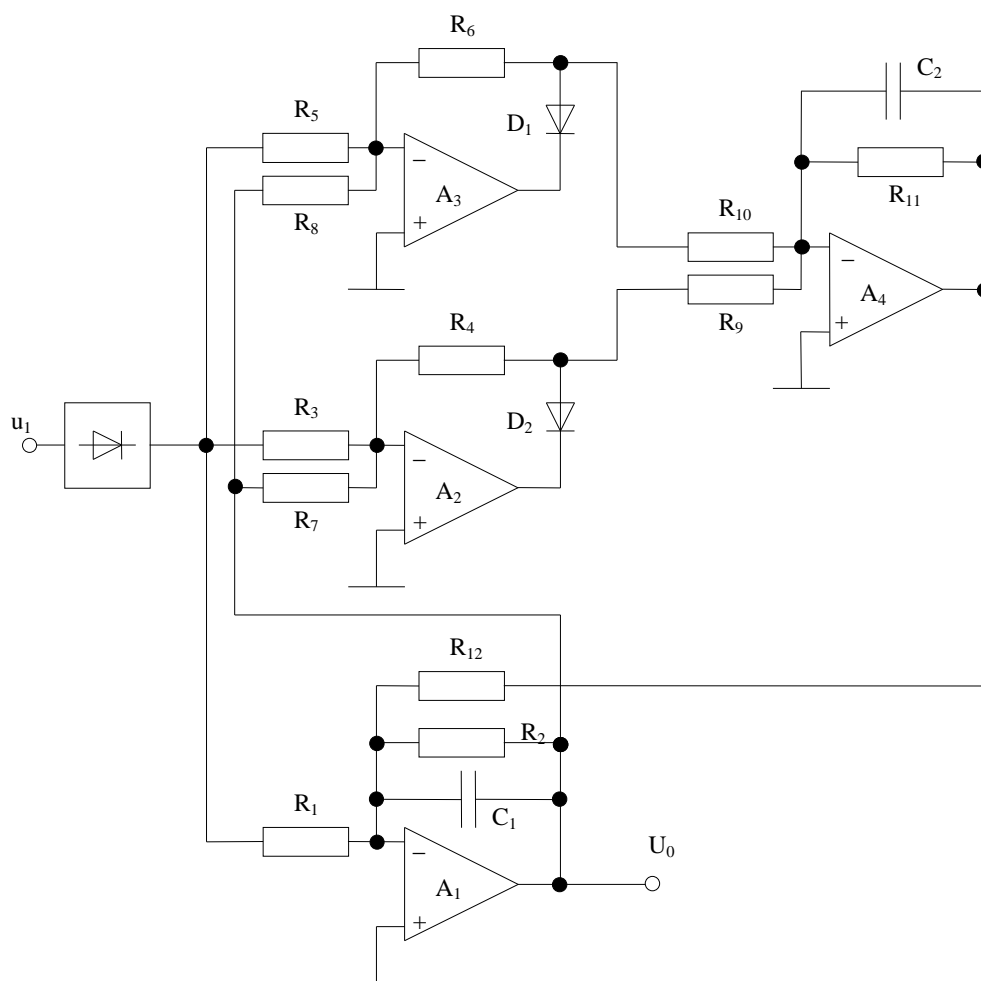
Výstupní napětí převodníku U_0 odpovídá střední hodnotě výstupního napětí kvadrátoru $U_0 = \overline{u_2}$. Úpravou původního výrazu dostáváme konečný tvar pro výstupní napětí:

$$U_0 = \sqrt{\overline{u_1^2}}, \quad (2.2)$$

což odpovídá efektivní hodnotě měřeného napětí u_1 s určitou chybou. Přesnost převodníku při měření tvarově zkreslených napětí (proudů) závisí na počtu aproximačních úseků a na jejich rozložení vzhledem ke tvaru křivky měřeného napětí. Pro různé průběhy vstupního napětí jsou optimální různé aproximace. Přesnost převodníku se vztahuje k hodnotě měřeného napětí a nezhoršuje se pro nižší úrovně vstupního napětí. Závislost výstupního napětí na vstupním napětí kvadrátoru je totiž závislá na výstupním stejnosměrném napětí U_0 . Při nižších hodnotách se parabola zužuje a proto nedochází ke zhoršení aproximace kvadratického průběhu.

2.1.1 Návrh kvadrátoru

Tento obvod - kvadrátor je sestaven z integrovaných operačních zesilovačů u převodníku efektivních hodnot je jedním z nejdůležitějších částí určujících základní parametry (tj. přesnost, stabilitu, kmitočtový rozsah atd.).



Obr. 2.2 Obvod aproximující kvadratickou parabolou

K získání kvadratické závislosti výstupního napětí u_2 na vstupním napětí u_1 byl použit obvod podle obr. 2.2, v němž je pro vytvoření úseků využito zesilovačů $A_1 - A_3$. V principu je činnost obvodu analogická dříve používaným obvodům s pasivními prvky s potenciálně uzemněnými diodami. Výhodou zapojení s integrovanými zesilovači je, že použité diody jsou zapojeny v záporné vazbě s velkým zesílením a vysokou stabilitou jejich parametrů. Tím se dosahuje vyšší přesnosti, malého teplotního driftu při nízkém vstupním napětí (cca 1V). První úsek aproximace se vytváří zesilovačem A_1 a prochází počátkem. Z následujících zesilovačů A_2 a A_3 se úseky sečítají a invertují zesilovačem A_4 . Úroveň nasazení (bod zlomu úseků) zesilovačů je dána odpory R_7, R_8 a sklon úseků (směrnice) charakteristiky se nastavuje odpory ve zpětné vazbě R_2, R_4 a R_6 .

Velkou předností uvedeného obvodu je nezávislost regulace bodů zlomu i regulace sklonu charakteristiky, což zrychluje činnost nastavení a zvyšuje přesnost. Úroveň nasazení např. pro druhý úsek se určí ze vztahu:

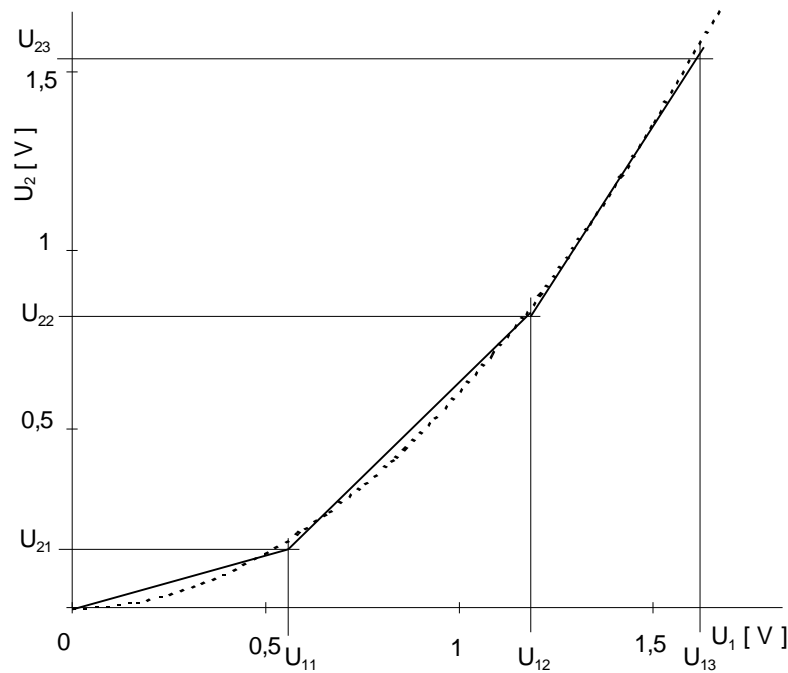
$$U_{12} = \frac{R_4}{R_7} U_0 \quad (2.3)$$

a sklon charakteristiky v lineární oblasti je

$$k_2 = \frac{R_4}{R_3}. \quad (2.4)$$

Poněvadž obvod realizuje kvadratickou závislost pouze v prvním kvadrantu, je nutno použít dvoucestného usměrnění. Při sestavení kvadratického obvodu je nejdůležitější volba počtu aproximačních úseků v závislosti na požadované chybě. Výpočtem a experimentálním ověřením pro různě tvarově zkreslená napětí, u kterých činitel převýšení $g = \frac{U_m}{U_{ef}}$ nepřevyšuje hodnotu 5, je chyba $d < k_{\max} d_a$, kde d_a je poměrná

chyba aproximace. Přesnost aproximace závisí na počtu úseků náhradní lomené čáry. V případě NC20, NC50 je aproximována kvadratická parabola $u_2 = au_1^2$. Náhrada pozůstává obecně z n přímkových úseků (obr. 2.3). Body zlomu umístíme kvůli jednoduchosti přímo na původní charakteristiku. Zvolíme ekvidistanční odstupňování bodů zlomu na ose u_1 , tedy $(u_{1,i} - u_{1,i-1}) = konst.$ a $i = 1, 2, 3, \dots, n$. Určíme závislost relativní chyby d_a na počtu n přímkových úseků.



Obr. 2.4 Aproximace paraboly lineárními úseky

V intervalu $u_{1,i-1} \leq u_1 \leq u_{1,i}$ bude absolutní chyba vyjádřena rovnicí:

$$\Delta u_2 = u_{2,i-1} + k_i \cdot (u_{1,i} - u_{1,i-1}) - au_1^2 \quad (2.5)$$

kde k_i je směrnice i -tého úseku a a je parametr paraboly. Maximální hodnotu absolutní chyby $\Delta u_{2\max}$ a tomu odpovídající souřadnici u_1 dostaneme z rovnice:

$$\frac{d(\Delta u_2)}{du_1} = k_i - 2au_1 = 0 \quad (2.6)$$

Uvážíme-li, že

$$k_i = \frac{u_{2,i} - u_{2,i-1}}{u_{1,i} - u_{1,i-1}} = a(u_{1,i} + u_{1,i-1}), \quad (2.7)$$

bude

$$U_{1(\Delta u_{2\max})} = \frac{u_{1,i} - u_{1,i-1}}{2} \quad (2.8)$$

a potom

$$\Delta u_{2\max} = \frac{a}{4}(u_{1,i} - u_{1,i-1})^2. \quad (2.9)$$

Při ekvidistantním odstupňování bodů zlomu na ose u_1 bude

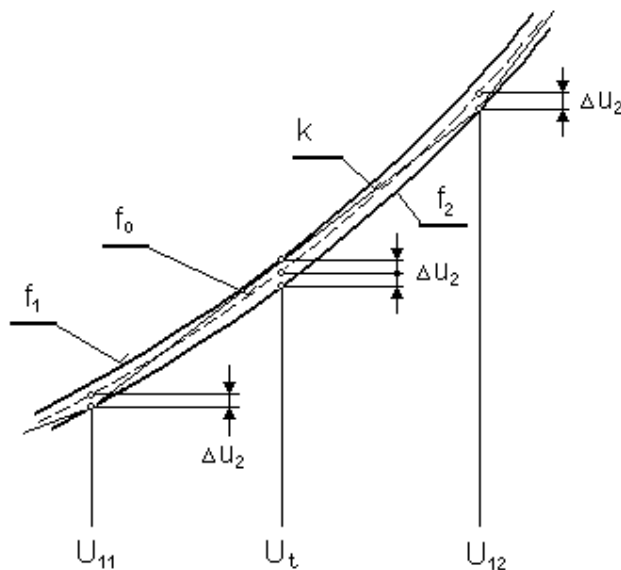
$$u_{1,i} = \frac{U_{1\max}}{n} \cdot i \text{ a } u_{1,i-1} = \frac{U_{1\max}}{n} \cdot (i-1) \quad (2.10)$$

kde $U_{1\max}$ je celkový rozsah napětí. Dosazením těchto hodnot do rovnice pro $\Delta u_{2\max}$ a za $U_{2\max} = aU_{1\max}^2$ určíme relativní chybu aproximace:

$$d_a = \frac{\Delta u_{2\max}}{U_{2\max}} = \frac{1}{(2n)^2} \quad (2.11)$$

Návrh aproximace u NC20, NC50 je proveden s ohledem na zadanou konstantní absolutní chybu aproximační funkce. Měřicí přístroje se obvykle charakterizují také konstantní chybou, což v obecném případě vede k nutnosti volit některé úseky obvodu kvadrátoru s různou chybou vzhledem k rozsahu. Části obvodu kvadrátoru jsou v podstatě voleny správně tehdy, jestliže napěťové signály u_0 po umocnění a odmocnění mají stálou absolutní chybu. Nejlepší aproximace je taková, při které jsou maximální kladná i záporná odchylka aproximace stejná. Této podmínce vyhoví aproximace sečnami $u_2 = k_i(u_{1,i} - u_{1,i-1})$. Při $u_2 = au_1^2$ je $u_0 = \sqrt{u_2}$, což vede k podmínce $\Delta u_2 \approx 2\Delta u_0$, kde Δu_2 je největší odchylka aproximačních úseků od ideální kvadratické paraboly a určí se:

$$\Delta u_2 = \frac{aU_{1\max}^2}{[1 + 2n\sqrt{2}]^2} = \frac{2^2}{2[1 + 6\sqrt{2}]^2} \approx 0,025 \text{ V}. \quad (2.12)$$



Obr. 2.5 Zvětšená část aproximačního úseku

Aproximační úseky budou ležet mezi dvěma parabolami, jak je uvedeno pro názornost ve zvětšeném měřítku na obr. 2.5. Tzn. $f_1 = f_0 + \Delta u_2$ a $f_2 = f_0 - \Delta u_2$, kde $f_0 = au_1^2$. První úsek v rozsahu $0 \leq u_1 \leq u_{11}$ na (obr. 2.5) tvoří přímka procházející počátkem souřadnic a je dána rovnicí $f_3 = k_1 \cdot u_1$. Směrnice k_1 této přímky je tečnou paraboly f_1 v bodě u_{10} . $k_1 = f_1' = 2au_{10}$. Uvedený bod je společný pro obě funkce a to $f_3 = 2au_{10}^2$, $f_1 = au_{10}^2 + \Delta u_2$ a bude platit $f_3 = f_1$. Z toho pak:

$$u_{10} = \sqrt{\frac{\Delta u_2}{a}} = 0,228 \text{ V} \quad (2.13)$$

Směrnice $k_1 = 2au_{10} = 0,228$. Podle obr. 2.5 je $k_1 = \frac{R_2}{R_1}$ a při volbě $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ bude $R_2 = 23 \text{ k}\Omega$. Stejná odchylka Δu_2 bude i v bodě zlomu u_{11} , kde se protíná přímka f_3 s parabolou f_2 , tj. $f_3 = f_2$. Výpočtem získáme souřadnici u_{11} :

$$u_{11} = \frac{k_1 \pm \sqrt{k_1^2 + 4\Delta u_2 a}}{2a} = 0,560 \text{ V} \quad (2.14)$$

Pro druhý úsek $u_{11} \leq u_1 \leq u_{12}$ je bod zlomu aproximační funkce u_{11} . Pro uvedený úsek bude rovnice přímky $f_4 = k_2 u_1 + u_{21}$ a pro $u_{21} = f_2(u_{11}) = au_{11}^2 - \Delta u_2 = 0,125 \text{ V}$. Společným řešením rovnic f_1 a f_4 , podobně pak rovnic f_2 a f_4 pro body u_{11} a u_{12} dostaneme souřadnice:

$$u_t = u_{11} + 2\sqrt{2\Delta u_2 u_{11}} = 0,88 \text{ V} \quad (2.15)$$

$$u_{12} = u_t + 2\sqrt{\Delta u_2 u_t + \Delta u_2^2} = 1,19 \text{ V} . \quad (2.16)$$

Směrnice přímky $k_2 = f_1'(u_t) = 2(au_t + \Delta u_2) = 0,94$. $k_2 = \frac{R_4}{R_3}$. Za předpokladu $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ bude $R_4 = 94 \text{ k}\Omega$.

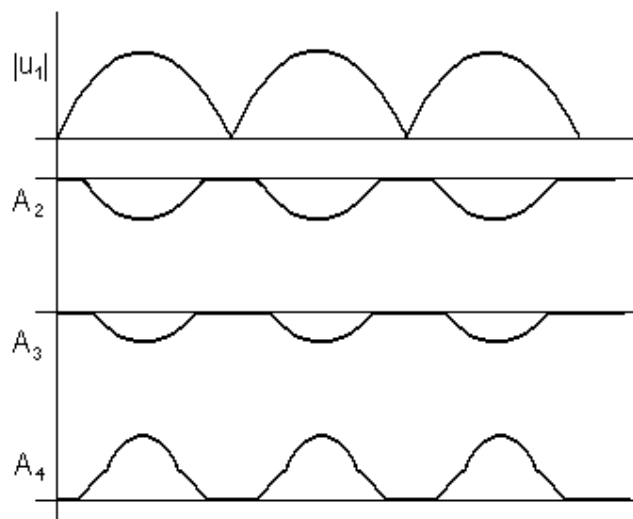
Pro třetí úsek $u_{12} \leq u_t \leq u_{13}$ bude rovnice přímky $f_5 = k_3 u_{1t} + u_{22}$, $u_{22} = f_2(u_{1t}) = au_{1t}^2 - \Delta u_2 = 0,685 \text{ V}$. Obdobným způsobem obdržíme souřadnice u_{1t} a u_{3t} , číselně $u_{1t} = 1,45 \text{ V}$ a $u_{13} = 1,8 \text{ V}$. Směrnice $k_3 = f_1'(u_{1t}) = 1,5$ a pro $R_5 = 100 \text{ k}\Omega$ bude $R_6 = 50 \text{ k}\Omega$. Pro body zlomu platí

$$u_{11} = \frac{R_3}{R_7} U_0 \text{ a } u_{12} = \frac{R_5}{R_8} U_0 \quad (2.17)$$

Z těchto vztahů se odvodí hodnoty odporů R_7 a R_8 . Na základě vypočtených hodnot kvadratického obvodu byl navržen funkční obvod převodníku efektivních hodnot napětí a proudu (obr. 2.2).

2.1.2 Popis převodníku efektivní hodnoty

V převodníku efektivní hodnoty jsou využívány mimo filtračních kondenzátorů C_1 a C_2 všechny obvody převodníku střední hodnoty. Doplněním o funkční část kvadratického obvodu, tj. zesilovače $A_2 - A_4$ s obvodovými prvky (obr. 2.2) získáváme převodník efektivní hodnoty, jehož podstatná část je uvedena na obr. 2.2. Činnost převodníku byla v podstatě vysvětlena již v předešlé části. Pro přehlednost je popis doplněn obr. 2.5, kde jsou zobrazeny průběhy jednotlivých částí obvodu kvadrátoru. Aproximace kvadratické paraboly je navržena s chybou $d_a = \frac{1}{(2n)^2} = 0,028$. Celková chyba převodu při měření tvarově zkreslených průběhů je $d = k_h d_a$. Při $k_h = 0,1$ je pak chyba $d = 0,28\%$.



Obr. 2.5 Časový průběh v aproximačním obvodu

Výsledky měření na převodnících NC 20 se přibližně ztotožňují s uvedeným vztahem. Pro napětí s obsahem lichých harmonických při různé fázi a zkreslení 10% nezpůsobí převodníky větší chybu než 0,35%. Rozdíl mezi výpočtem a experimentálními výsledky je třeba spatřovat především v neideálnosti nastavení aproximačních úseků i toleranci odporů a neideálnosti zesilovačů. Frekvenční závislost převodníků NC20 je velmi dobrá a vyhoví pro většinu aplikací v energetice. Pro frekvenci do 2 kHz je chyba menší než 0,3%.

Technické parametry převodníků

Všeobecné parametry

Třída přesnosti : 0,5 ve smyslu ČSN 36 5710 - Přístroje dálkového měření

Linearita : max. chyba 0,25% v rozsahu 10 - 120% z jmenovitého rozsahu

Dovolené změny údajů

- a) max. 0,45% v rozsahu teplot -25 °C až +40 °C z jmenovitého rozsahu. Pro rozšířený rozsah +40 °C až +70 °C s přídatnou chybou 0,25%
- b) max. 0,05% z jmenovitého rozsahu při změně napájecího napětí +10% a -15% střídavého napájení nebo -10% a +15% při bateriovém napájení
- c) max. 0,1% z jmenovitého rozsahu při změně zatěžovacího odporu od 0 do 2 kΩ
- d) max. 0,02% z jmenovitého rozsahu při změně kmitočtu měřené veličiny o $\pm 2\%$ v rozsahu 40 až 400 Hz
- e) max. 0,2% z jmenovitého odporu při působení vnějšího mag. pole 0,5 mT stejnosměrného nebo 0,5 mT_{ef} kmitočtu měřené veličiny
- f) vliv zkreslení měřené veličiny u NC20 a NC50 max. $\pm 0,5\%$ při 10% zkreslení

Výstupní proud : 0 až 5 mA

Zatěžovací odpor : 0 až 2 kΩ

Doba ustálení : 200 ms \pm 50 ms nebo s časovou konstantou asi 10 s

Doba náběhu : max. 5 min

Zvlnění výstupního signálu : mezivrcholová hodnota 1% jmenovitého rozsahu

Překročení rozsahu : o +20% jmenovité hodnoty se stejnou přesností měření

Dovolené napětí vstupních svorek proti kostře : 4 kV_{ef}, 50 Hz

Dovolené napětí výstupních svorek proti kostře : 4 kV_{ef}, 50 Hz

Dovolené napětí vstupních svorek proti výstupním svorkám : 4 kV_{ef}, 50 Hz

Napájecí napětí : síťové 220 V (+10%, -15%) 50 Hz, bateriové s napětím 24 V (+15%, -10%)

Příkon : 3 VA

Rozměry : 280 × 140 × 175 mm

Hmotnost : 2,4 kg

Parametry převodníků napětí NC10 a NC20

Rozsahy napětí : 100 V, 110 V, 100 V/ $\sqrt{3}$, 110 V/ $\sqrt{3}$ podle požadavku

Spotřeba vstupního obvodu : 0,05 VA

Přetížení : $2U_{jm}$ po dobu 1 minuty

Parametry převodníků proudu NC40 a NC50

Rozsahy proudu : 1 A nebo 5 A podle požadavku

Spotřeba vstupního obvodu : 1,5 VA

Přetížení : $10 I_{jm}$ po dobu 5 vteřin nebo $2 I_{jm}$ po dobu 1 min.

Přiřazení významu jednotlivým číslicím za typovým označením :

a) první číslice za lomítkem označuje způsob napájení :

0 - síťové 220 V, 50 Hz

1 - bateriové 24 V, přepojitelné na síťové 220 V, 50 Hz

b) druhá číslice udává rozsah

pro napětí 0 - 100 V

pro proud 0 - 1 A

1 - $100 \text{ V}/\sqrt{3}$

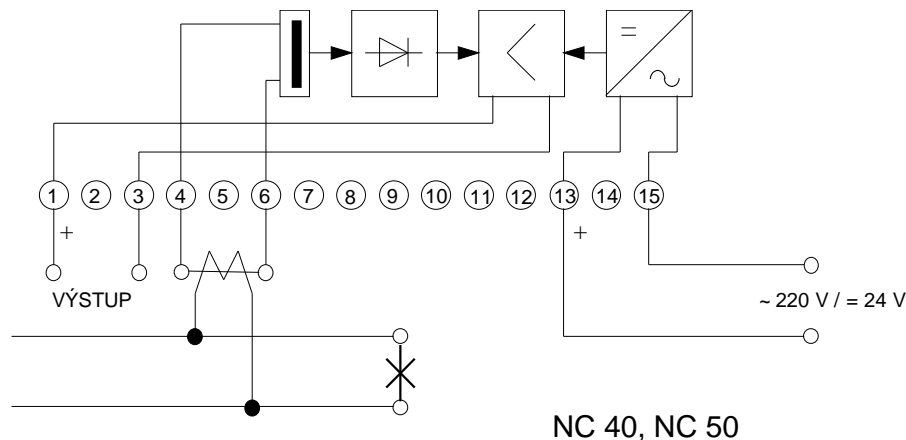
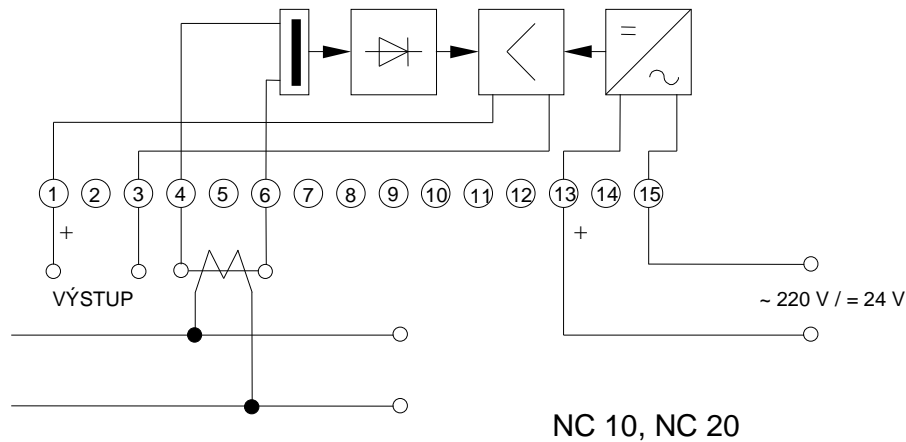
1 - 5 A

2 - 110 V

3 - $110 \text{ V}/\sqrt{3}$

c) třetí číslice označuje výstupní signál : 0 - 5 mA

Příklad : převodník napětí střední hodnoty, rozsah 110 V, výstupní signál 5 mA, napájení síťové 220 V, 50 Hz, označení NC 10/020.



Obr. 2.6 Zapojení svorkovnice

Konstrukce převodníku

Převodník je vestavěn do upraveného normalizovaného pouzdra ZPA Prešov n.p. Elektrická montáž se provádí podle zapojení svorkovnice uvedené na obr. 2.6. Obvody převodníku jsou na deskách s plošnými spoji. Převodníky označené NC11, NC21, NC41, NC51 jsou jen modifikací převodníků popisovaných v tomto článku. Liší se pouze výstupním zesilovačem s výkonovým stupněm, tak jak je tomu u ostatních převodníků, např. výkonu NC71 atd.

Závěr

Napětí a proud jsou stále nejčastěji měřenými veličinami v energetice. V poslední době se stále častěji používá nových elektronických prvků, které vnáší do rozvodné sítě značné rušení, jež způsobuje zkreslení sinusových průběhů. S tím vším souvisí i otázka správného měření či volby vhodného typu přístroje atd. Účelem článku bylo mimo jiné poukázat i na tuto skutečnost a ukázat možnosti, které převodníky mají.

2.2 Převodníky elektrického výkonu

Rozvod automatizace a regulace přináší celou řadu nových měřících metod. Pronikání výpočetní techniky do komplexního řízení výrobních procesů vede k nutnému požadavku, aby nejrůznější měřené veličiny byly převedeny na stejnosměrný signál. Pro praktická měření se používá vesměs převodníku, jejichž výstupní veličinou je stejnosměrné napětí nebo proud. Ne ve všech případech platí s dostatečnou přesností lineární závislost mezi výstupem a hodnotou měřené veličiny. Kromě toho musí výstupní signál splňovat požadavky snadného přenosu a platných norem.

V posledních letech se objevila celá řada měřících převodníků, které převádějí měřenou veličinu na stejnosměrný signál. Jedním z nejznámějších principů používaných v technice analogových počítačů je princip amplitudově šířkové modulace. Tento princip se ukázal velmi výhodným k měření efektivních hodnot napětí proudu i výkonu a je využíván v základní řadě převodníku elektrických veličin.

Měření střídavých výkonů převodníky je výhodné především pro dálkové měření, kdy náklady na kabeláž jsou rozhodujícím a montáž jsou rozhodující ekonomickým hlediskem.

Měřící převodníky střídavých veličin zaujímají již několik roků svoje specifické místo v energetice. Jsou prostředkem racionální výroby a distribuce elektrické energie, zajišťují správné a přesné měření všech provozních veličin, hlavně výkonů. K těmto účelům jsou určeny i převodníky výkonů typu NC.

Musí splňovat tyto vlastnosti:

- § správně a přesně zobrazit součin okamžitých hodnot s respektováním vzájemného fázového posunu obou veličin
- § velmi dobrou linearitu v závislosti na obou měřených veličin v celém rozsahu
- § dlouhodobou stabilitu a malou teplotní závislost
- § galvanické oddělení proudových a napěťových obvodů
- § galvanické oddělení vstupních od výstupních obvodů

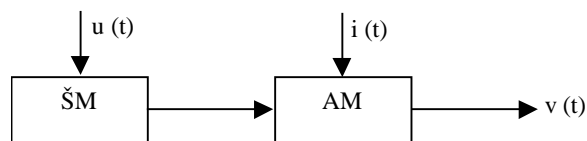
2.2.1 Princip měření výkonů

Okamžitý výkon časově proměnného proudu $i(t)$ a napětí $u(t)$ je definován vztahem $p(t)=u(t) \cdot i(t)$, přičemž hodnota tohoto výkonu může být kladná nebo záporná, podle směru přenášeného výkonu. Při periodickém časovém průběhu napětí a proudu je činný výkon roven střední hodnotě okamžitého výkonu $p(t)$ za jednu periodu.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^{t+T} u(t) \cdot i(t) dt = U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (2.18)$$

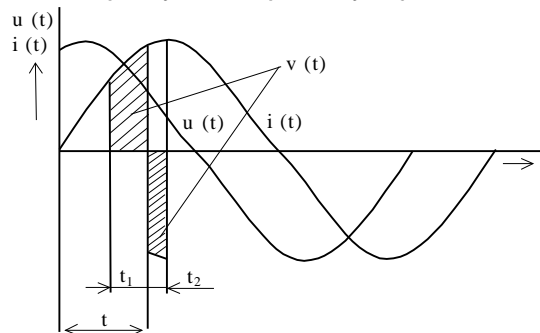
Měřicí převodníky výkonu NC 70 – NC 121 využívají principu amplitudově šířkové modulace. Základním obvodům převodníku výkonu patří šířkový modulátor a amplitudový modulátor, jak je uvedeno na obr. 2.7.

Výstupním signálem $V(t)$ AŠM jsou modulované napěťové impulsy, jejichž šířka závisí na napětí $u(t)$ a amplituda na proudu $i(t)$. Stejnoseměrná složka tohoto signálu je úměrná činnému výkonu. V obecném případě nejsou frekvence měřené veličiny (f_m) a základní frekvence ŠM (f_1) synchronizovány a nemusí být ani celistvým násobkem. Uvedený vztah obou frekvencí ve skutečném převodníku může mít přechodný charakter. Je ovlivňován proudy i napětím řídicích obvodů v samotném ŠM.



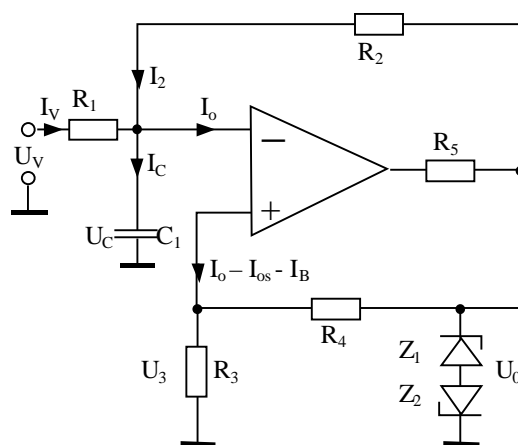
Obr. 2.7 Blokové schéma převodníku výkonu

Proto rozložení impulsu výstupního napětí převodníku v různé periodě T změny napětí $u(t)$ není stejné. Střední hodnota výstupního napětí převodníku za dostatečně dlouhou dobu je rovna hodnotě výstupního napětí za jednu periodu T . To je za předpokladu, že napěťové impulsy uvnitř periody T jsou rozloženy periodicky.

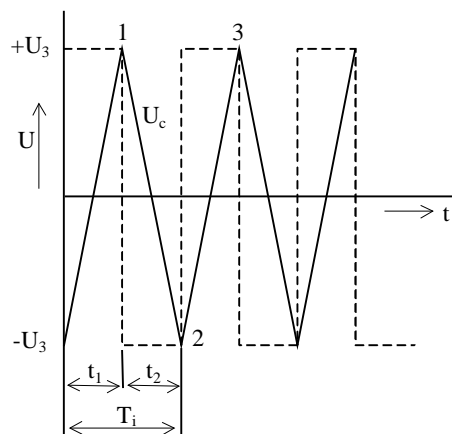


Obr. 2.8 Časové průběhy měřených veličin napětí a proudu

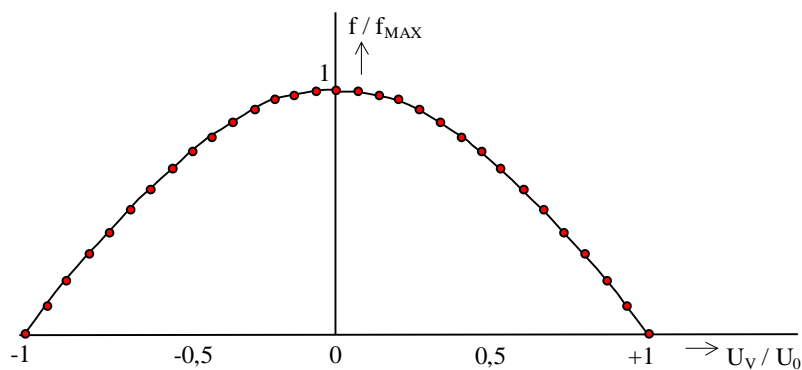
Výstupní napětí, kterého ŠM za periodu základního kmitočtu T_i dosáhne, jsou dva impulsy různé polarity s šířkou t_1 (klaný) a t_2 (záporný) na obr. 2.8 a s amplitudami určenými proudem $i(t)$ na výstupu AM. Doby t_1 a t_2 jsou řízeny ŠM. K jejich určení se využije zapojení na obr. 2.9, které je použito v převodníku výkonu. ŠM je zvláštním zapojením využívajícím operačního zesilovače I_1 s několika obvodovými prvky ve funkci astabilního multivibrátoru. Na výstupu operačního zesilovače je přes omezovací odpor R_5 připojena dvojice stabilizačních diod Z_1, Z_2 ke stabilizaci amplitudy výstupních impulsů. Tyto impulsy se přivádí ve zpětné vazbě pomocí odporového děliče R_3, R_4 na neinvertující vstup zesilovače I_1 . Přivedená hodnota se porovnává s narůstajícím napětím na kondenzátoru C_1 , který je zapojen v invertující vstup zesilovače. V okamžiku, kdy napětí na kondenzátoru C_1 překročí hodnotu napětí na neinvertující vstup, změní se skokem polarita výstupního napětí zesilovače (obr. 2.10). Kladná zpětná vazba tuto změnu zesílí. Tím začne nabíjení kondenzátoru C_1 s opačnou polaritou, až dosáhne napětí hodnoty neinvertujícího vstupu U_3 . Nastane opět rychlá skoková změna výstupního napětí zesilovače I_1 . Na obr. 2.10 jsou znázorněny průběhy napětí U_c na kondenzátoru C_1 a na diodách Z_1, Z_2 (U_0). Počínaje bodem 1 se kondenzátor C_1 nabije z napětí $+U_3$ na napětí $-U_3$ za dobu t_2 . Za dobu t_1 z napětí $-U_3$ na $+U_3$. Průběh výstupních napěťových impulsů ŠM je zřejmý z obr. 2.10. Těmito impulsy je řízen amplitudový modulátor na obr. 2.12. Je sestaven z dvojice transistorů T_1, T_2 v zapojení dvoupólového přepínače a zatěžovacích odporů $R_1 = R_2$. Při použití transistorů stejného typu vodivosti, je jeden z transistoru ovládaných přes invertor zařazený mezi ŠM a spínač T_2 .



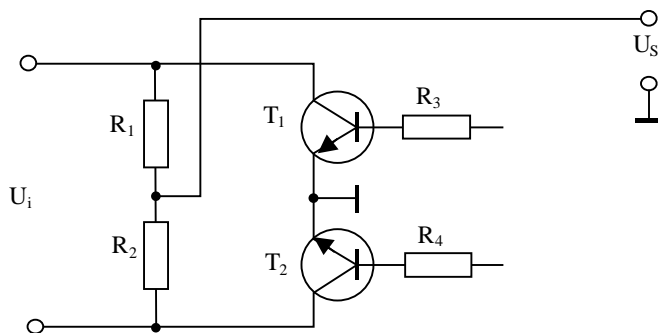
Obr. 2.9 Základní zapojení šířkového modulátoru – ŠM



Obr. 2.10 Časové průběhy na vstupech ŠM



Obr. 2.11 Graf závislosti frekvence ŠM na vstupním řídícím napětí



Obr. 2.12 Zapojení amplitudového modulátoru – AM

2.2.2 Chyba převodu

Jak bylo uvedeno v předešlé kapitole, je stejná složka napětového signálu AŠM úměrná měřenému výkonu. Tato složka se získává s určitou chybou. Najít

odpovídající stejnosměrnou složku jako součet jednotlivých napěťových impulsů na výstupu AŠM za periodu měřeného výkonu je velmi obtížné.

Byla zjišťována chyba, která je podmíněna diskretností převodu. Byla stanovena funkční závislosti a získán empirický tvar pro střední hodnotu výstupního napětí AŠM

$$U'_s = k \cdot \frac{U_i \cdot U_u}{U_o} \cdot \cos \varphi \left(1 - \frac{4}{p \cdot N^2} \right)$$

Je-li správná hodnota $U_s = k \cdot \frac{U_i \cdot U_u}{U_o} \cdot \cos \varphi$,

bude chyba převodu $d = \left(\frac{U'_s}{U_s} - 1 \right) \cdot 100 \% = - \frac{4}{p \cdot N^2} \cdot 100 \% \quad ,$

kde $N = \frac{f_i}{f_m}$ f_i – základní kmitočet ŠM
 f_m – kmitočet měřené veličiny

Požadujeme-li, aby chyba převodu ŠM nebyla větší než 0,1 %, je nutno volit

$$N > \sqrt{\frac{400}{0,1 \cdot p}} = 35,6 \quad .$$

Při kmitočtu měřené veličiny $f_m = 50 \text{ Hz}$, musí se volit kmitočet ŠM $f_i > 1800 \text{ Hz}$.

Chyba metody se vzrůstajícím poměrem N , základní frekvencí ŠM f_i klesá. Volbou N se může přesnost převodu do jisté míry ovlivnit, pokud nejsme omezeni konečnými parametry použitých prvků. Jakou mírou se podílí parametry součásti na chybě převodu, zjistíme následujícím rozбором zapojení.

2.2.3 Rozbor zapojení

Na obr. 2.9 je základní zapojení ŠM. Napětí na neinvertujícím vstupu zesilovače I_1 je

$$U_3 = U'_3 + U''_3 = U_o \frac{R_3}{R_3 + R_4} + R_3 (I_o - I_B - I_{os})$$

kde I_o je vstupní řídicí proud, I_B je proud báze, I_{os} je rušivý proud na vstupu zesilovače, U_{os} je rušivé napětí.

Dále platí $U = -A_o R_{vst} I_o$

$$U_o = -A_o (U_o + U_{os}) + A_o U''_3$$

Napětí na kondenzátoru $U_c = \frac{q_c(t)}{C} = \frac{\int i_c \cdot dt}{C}$

a nabíjecí proud kondenzátoru $I_c = I_V + I_2 - I_o = \frac{U_v - U_c}{R_1} + \frac{U_o - U_c}{R_2} + \frac{U_o}{A_o R_{vst}}$

kondenzátor C_1 se nabíjí vždy na dvojnásobek napětí U_3 ,

takže $U_c = 2bU_o$.

Úpravou zjistíme nabíjecí proud kondenzátoru I_c . Pro rovnost obou napětí na invertujícím a neinvertujícím vstupu lze psát:

$$\frac{1}{C} \int_0^{t_1} i_c \cdot dt = \frac{1}{C} [i_c]_0^{t_1} = \frac{1}{C} I_c t_1 = 2U_o$$

Z uvedených vztahů se úpravou odvodí výraz pro t_1 a t_2 , tj. doby trvání kladného a záporného impulsu. Ve výsledném vztahu můžeme zanedbat výraz se zesílením A_o ($\cdot 25 \cdot 10^3$). Tím se zjednoduší výpočet základního kmitočtu ŠM.

$$f_{io} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{R_3 + R_4}{4C_1 R_2 R_3} = \frac{1}{4C_1 R_2 b}$$

Zavedením vstupního napětí U_v je frekvence do značné míry závislá na jeho velikosti

$$f = f_{io} \left[1 - \left(\frac{U_v}{U_o} \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \right] = f_{io} \left[1 - k U_v^2 \right]$$

Závislost frekvence na vstupním napětí je patrná z obr. 2.11. Vliv této změny na vlastnosti ŠM při nižších hodnotách napětí U_v není podstatný. Důležitým parametrem ŠM je hloubka modulace:

$$H_m = \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2}$$

Zavedením prvků obvodu ŠM je

$$H_m = \frac{\frac{R_2}{R_1} \left\{ U_v + [U_{os} + R_3 (I_o + I_{os})] \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \right\}}{U_o \left\{ 1 + \frac{1}{A_o} \left[\left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + \frac{R_3}{R_{vst}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + R_2 \right) \right] \right\}}$$

Při odvození uvedeného vztahu bylo přihlíženo ke všem vlivům působícím na ŠM. Ve skutečnosti lze např. ve jmenovateli zanedbat členy v hranaté závorce. Tolerance katalogových hodnot A_o může způsobit max. odchylku o 0,1 %. V konečném nastavení ji vyloučíme.

Druhý člen výrazu pro H_m , $\frac{U_{os} + R_3(I_B + I_{os})}{U_o}$ je teplotně závislý a jeho velikost

je dána vstupními parametry zesilovače a stabilizovaným napětím U_o . Podstatná je teplotní kompenzace diod Z_1 , Z_2 , tj. stálost napětí U_o .

Pro jednoduchost výpočtu H_m je možné uvažovat ideální zesilovač, konstantní napětí U_o i poměr odporů R_2 , R_3 . V tomto případě dostaneme pro hloubku modulace vztah

$$H_m = \frac{R_2}{R_1} \frac{U_v}{U_o} = k U_v$$

který vyjadřuje ideální závislost hloubky modulace na vstupním napětí U_V .

Amplitudový modulátor na obr. 2.12. je sestaven z dvojice tranzistorů T_1 , T_2 a zatěžovacích odporů R_1 , R_2 . Za předpokladu $R_1 = R_2$ a sepnutého tranzistoru T_1 bude na výstupu AM napětí

$$U_{o1} = \frac{U_1}{2} + U_{zo1} \quad \text{kde} \quad U_1 = I_2(R_1 + R_2)$$

a U_{zo1} je zbytkové napětí tranzistoru T_1 . Při sepnutém T_2 je $U_{o2} = \frac{U_1}{2} + U_{zo2}$.

Střední hodnota napětí za dobu jedné periody ŠM

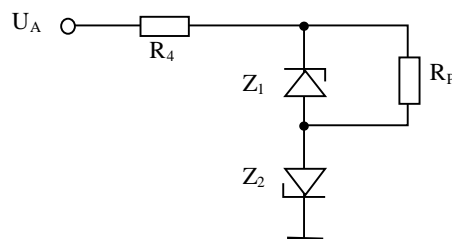
$$U_s = \frac{U_i}{2} \cdot \frac{t_2 - t_1}{T} + \frac{U_{zo2} \cdot t_2 + U_{zo1} \cdot t_1}{T}$$

Druhý člen představuje chybu zavadenou spínači. Při běžném zapojení spínačů je $d = 0,24 \%$.

Příspěvek chyby AM je rozhodující pro hodnocení zapojení AŠM. Mimo teplotní vliv, který se uplatňuje u ŠM, jsou ostatní chyby nepodstatné a dají se eliminovat.

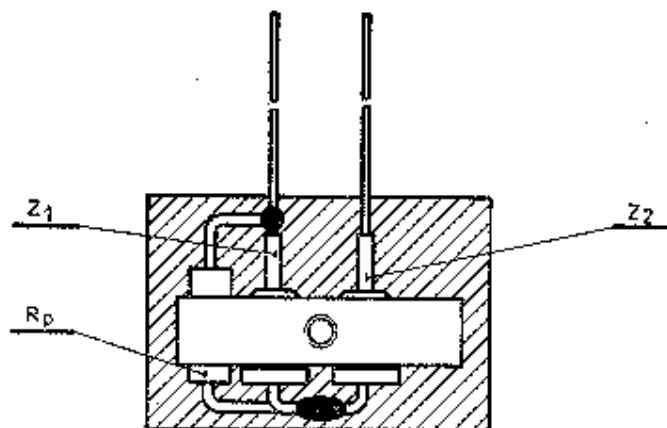
Stabilizace napětí U_o

Ke stabilizaci amplitudových výstupních impulsů ŠM se využívá výhodných vlastností Zenerových diod. Vzhledem k symetrickému napěťovému výstupu zesilovače jsou použity dvě diody zapojené bipolárně podle obr.6. Výhodou tohoto zapojení je, že diody se současně vzájemně teplotně kompenzují.



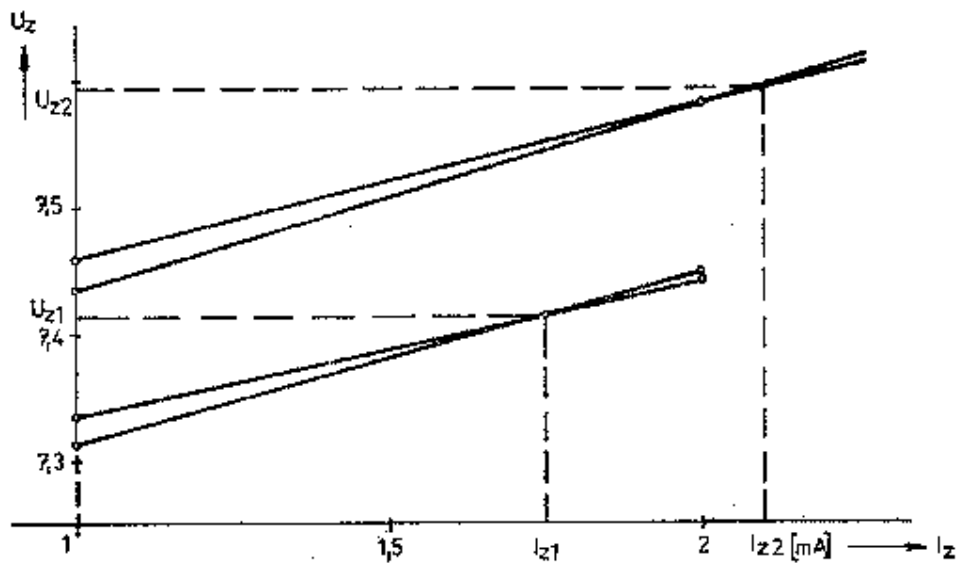
Obr. 2.13 Zapojení kompenzované dvojice Zenerových diod

Teplotní součinitel napětí diod je u zvoleného typu kladný, v propustném směru záporný. Nejlépe vyhovují diody KZ 721, které mají při proudu 1 mA teplotní součinitel menší než $+1,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Tento parametr splňují diody o napětí do 6,8 V při proudu 1 mA. Prakticky bývá teplotní součinitel diod uvedeného typu různý a dá se nastavit velikost proudu protékajícího diodou. Příslušný proud se u jednotlivých diod nastaví odpory R_S , R_P (obr.6). Obě diody a odpor R_P se uloží do hliníkového pouzdra. Tím se dosáhne přibližně stejného teplotního potenciálu. Takto uspořádané diody se zalévají do bloku o rozměrech (30x20x10) mm podle obr. 2.14.

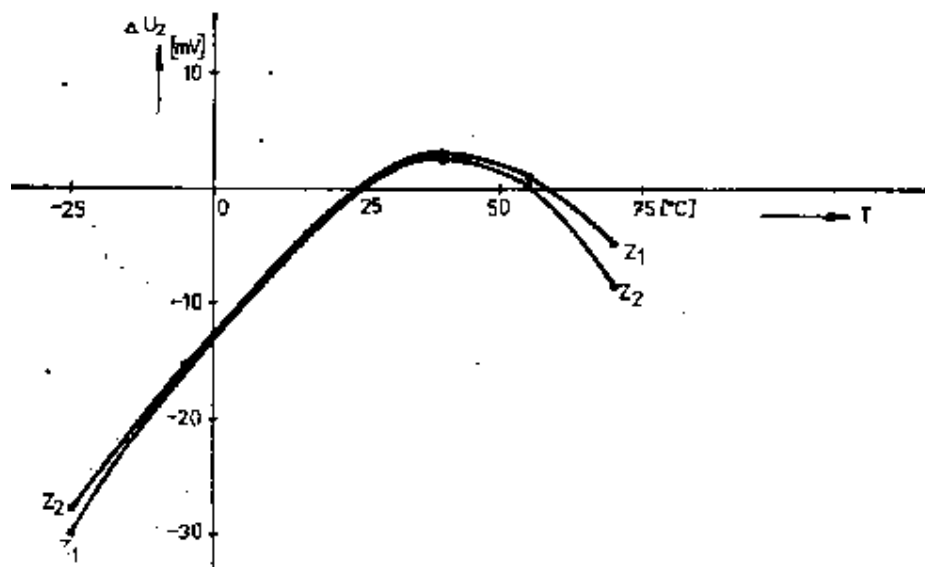


Obr. 2.14 Konstrukční uspořádání kompenzované dvojice diod

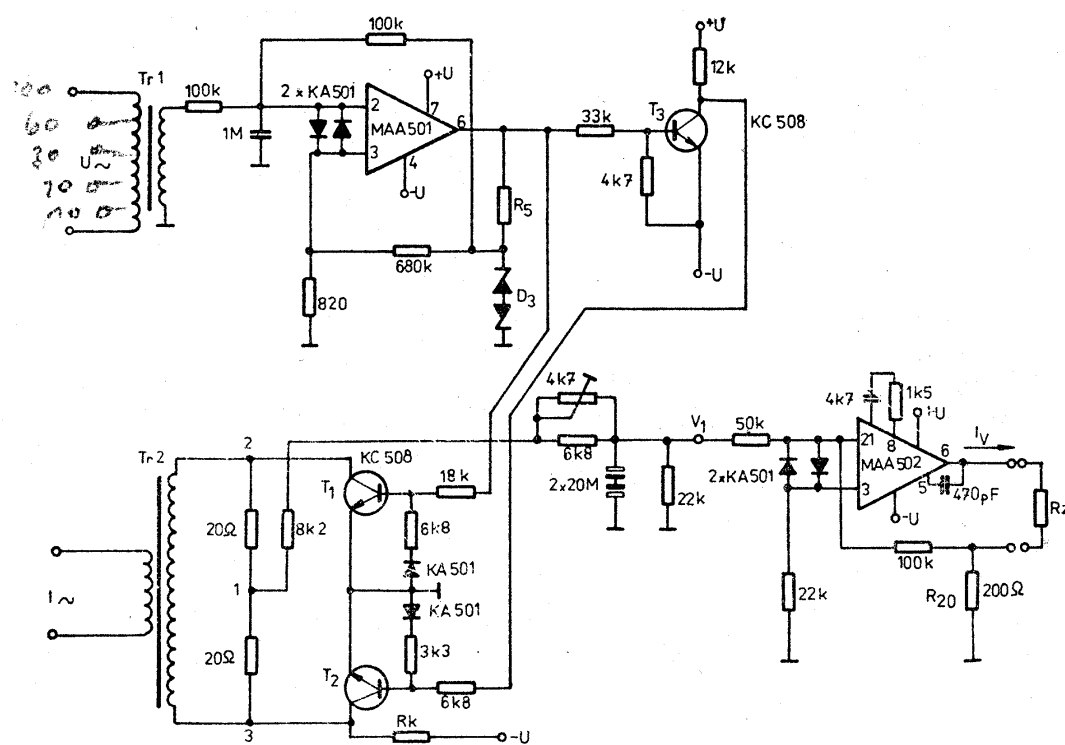
Odpor R_5 a R_P se určují individuálně z naměřených hodnot napětí dvojice diod. Změří se napětí $U_Z + U_{Z0}$ při proudu 1 a 2 mA, a to ve dvou teplotách a obou polaritách napětí. Do grafu (obr. 2.15) vyznačíme změřené hodnoty napětí. Spojením odpovídajících bodů vzniknou úsečky a tím i průsečíků které odpovídají stavu vykompenzování a určují příslušné proudy diod I_{Z1} a I_{Z2} (obr. 2.15).



Obr. 2.15 Grafické určení pracovních proudů pro kompenzovanou dvojici



Obr. 2.16 Průběh teplotní závislosti opěrného napětí U_o



Obr. 2.17 Celkové zapojení NC 70

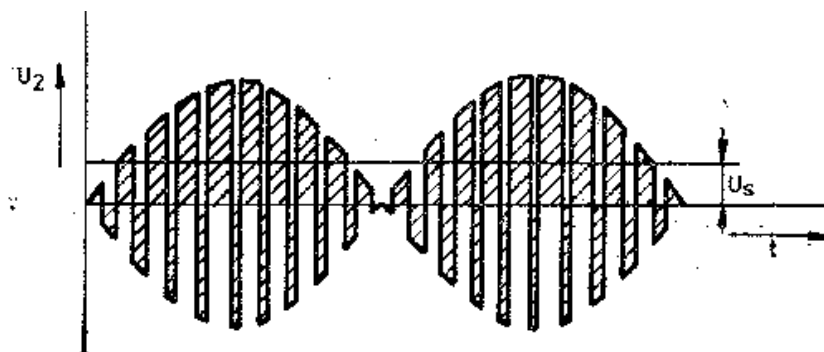
2.2.4 Typy převodníků výkonu

Převodník jednofázového činného výkonu NC 70.

Funkce převodníku je založena na násobení dvou vstupních veličin napětí (U) a proudu (I) s využitím amplitudově šířkové modulace. Měřený střídavý výkon je převeden na úměrný stejnosměrný proudový signál bez ohledu na směr přenášeného výkonu. Ten se automaticky rozliší změnou znaménka výstupního proudu I_V . Na obr.10 je uvedeno skutečné zapojení tohoto převodníku včetně vstupního transformátoru napětí Tr_1 a proudu Tr_2 podle[4].

Šířka impulsů ŠM se řídí napětím přivedeným na vstup transformátoru Tr_1 . Transformátor galvanicky odděluje obvod ŠM a současně přizpůsobuje napěťovou úroveň vstupu ŠM. Změna střídy ŠM je lineární závislosti měřeného napětí. Pro správnou funkci obvodu je důležité splnění podmínky pro hloubku modulace $O = H_m \leq 1$. S ohledem na měřicí rozsah a dodržení linearity je účelné volit pro jmenovitou hodnotu vstupního napětí $H_m = 0,6$. ŠM umožňuje převod analogového signálu na šířku pravoúhlých impulsů, jehož amplituda je stabilizována dvojicí diod Z_1 a Z_2 . Docílí se tímto teplotní nezávislost šířky impulsů. Velmi důležitou výhodou zapojení ŠM je, že změna kapacity kondenzátoru se neuplatní. Pokud je zajištěna teplotní nezávislost napětí U_o , zůstává i hloubka kompenzace konstantní.

Výstupní impulsy ŠM je ovládán AM sestavený ze dvou tranzistorů T_1 a T_2 v zapojení dvoupólového přepínače a transformátoru proudu Tr_2 s dvojicí zatěžovacích odporů. S ohledem na stejný typ vodivosti obou spínacích tranzistorů je nutné budít jeden ze spínačů přes invertor T_3 . Zatěžovací odpory jsou spojeny s jediným sekundárním vinutím proudového transformátoru v přípojných bodech 2 a 3 tak, že společný bod 1 tvoří symetrický napěťový výstup AM. Průtokem sekundárního proudu přes zatěžovací odpory vzniká symetrické napětí. Kladným impulsem ŠM je spínán tranzistor T_1 , takže bod 2 je připojen po dobu trvání kladného impulsu ke společnému vodiči. Na výstupu AM dostáváme napětí odpovídající úbytku napětí na odporu. Při impulsu opačné polaritě bude sepnut tranzistor T_2 přes invertor T_3 a bod 3 je připojen ke společnému vodiči na dobu trvání tohoto impulsu. Napětí na výstupu 1 je stejné amplitudy, ale opačné polaritě. Průběh výstupních impulsů AM je na obr. 2.18.



Obr. 2.18 Výstup z AM

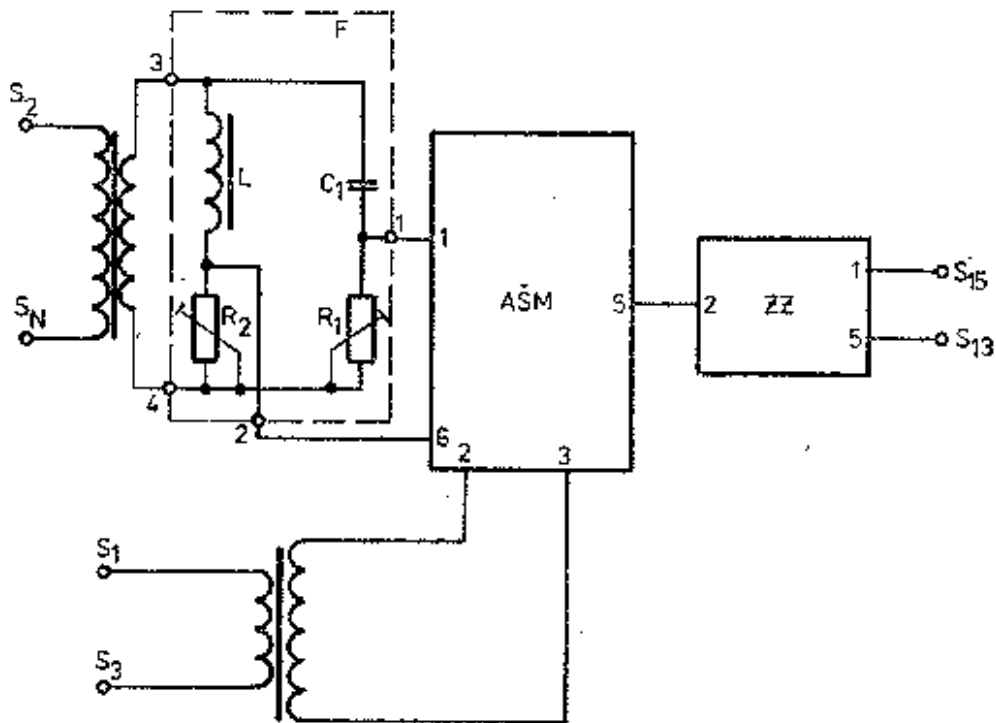
Částečná kompenzace zbytkových napětí obou tranzistorových spínačů je provedena odporem R_K připojeným na napětí $-U$ a kolektor tranzistoru T_2 . Odpory v sérii s diodou v bázích obou spínačů tvoří ochranu přechodu báze-emitor. Při

záporné polaritě omezují napěťový impuls na dovolenou hodnotu U_{be} tranzistorů KC 508.

Střední hodnota napětí na výstupu AM je úměrná okamžitému výkonu. Integrací průběhu na obr.11 získáme střední hodnotu výkonu U_S . Normalizačním zesilovačem (obr. 2.19) převedeme stejnosměrný napěťový signál U_1 na proudový I_V . Zesilovač je zapojen jako sčítací zesilovač s paralelní proudovou zpětnou vazbou. Kondenzátor C_3 je částí aktivního filtru s časovou konstantou $t = C_3 R_{19}$.

Převodník jednofázového jalového výkonu NC 80

Jalový výkon se nejčastěji měří převodníky činného výkonu. Aby tento převodník udával jalový výkon, musí být jeden ze vstupních signálů fázově posunut vůči druhému o 90° . Nejčastěji a taky nejjednodušeji se posouvá napěťový signál. U NC 80 je na vstup ŠM zařazen fázovací můstek nastavitelný pro danou frekvenci v obou větvích. Fázovací můstek má dvě samostatně nastavitelné větve s RC a RL členy (obr.12)- Každá větev je pro měřenou frekvenci nastavena potenciometrem R_1 nebo R_2 na napětí fázově posunutě o 45° . V diagonále můstku se odebírá napětí fázově posunutě o 90° vůči vstupnímu napětí.

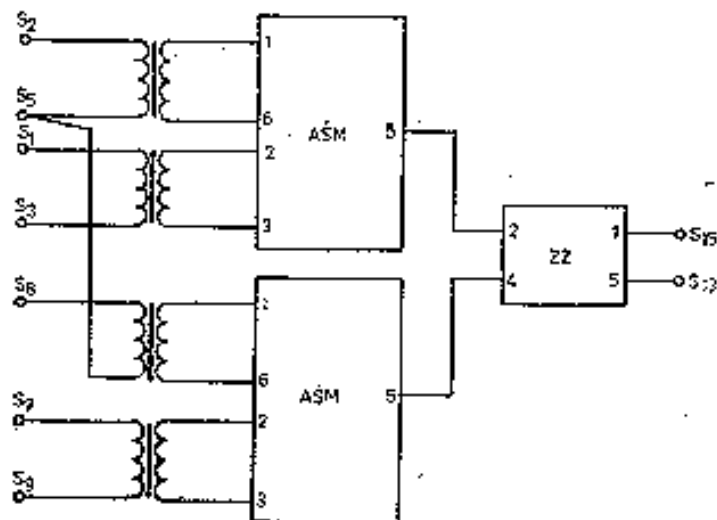


Obr. 2.19 Blokové schéma NC 80

Převodník třífázového činného výkonu NC 90

Je jedním z nejpoužívanějšího způsobu měření činného výkonu v třífázové síti bez nulového vodiče. Sestava ze dvou obvodů AŠM. Převodník měří správně při libovolné nesouměrnosti soustavy napětí i proudu a při libovolném fázovém posunu.

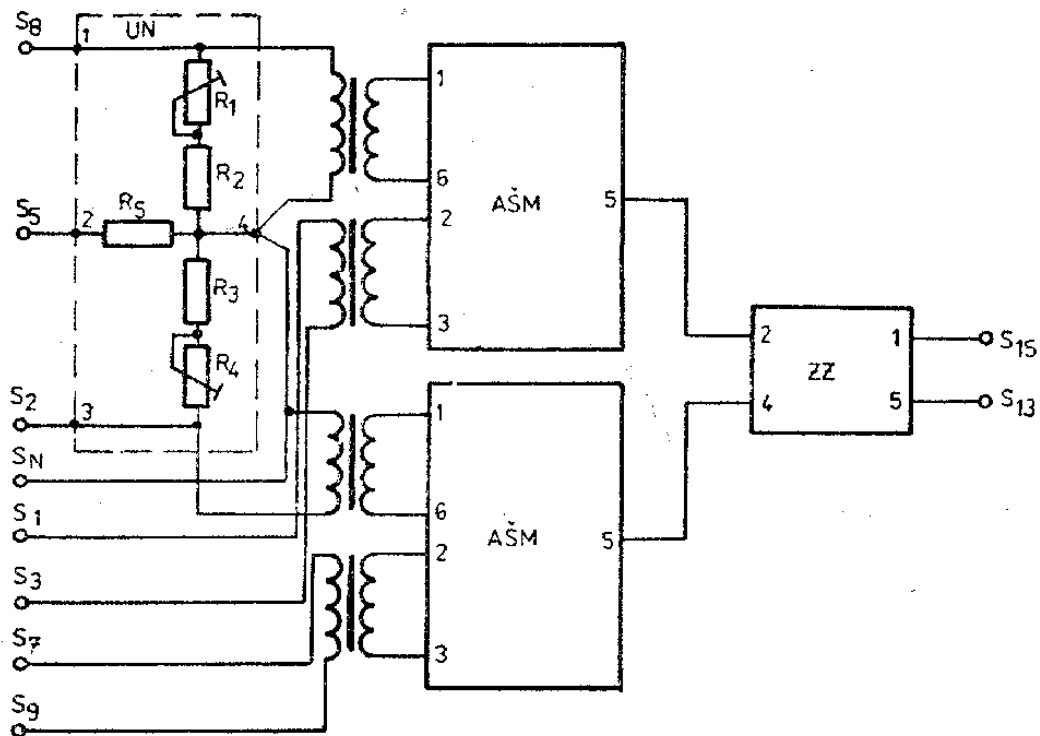
Údaj jednotlivých obvodů není v žádném vztahu ke spotřebám v jednotlivých fázích. Tento případ nastává, jestliže soustavy napěťová i proudová jsou souměrné. Blokové schéma je na obr. 2.20.



Obr. 2.20 Blokové schéma NC 90

Převodník třífázového jalového výkonu NC 100

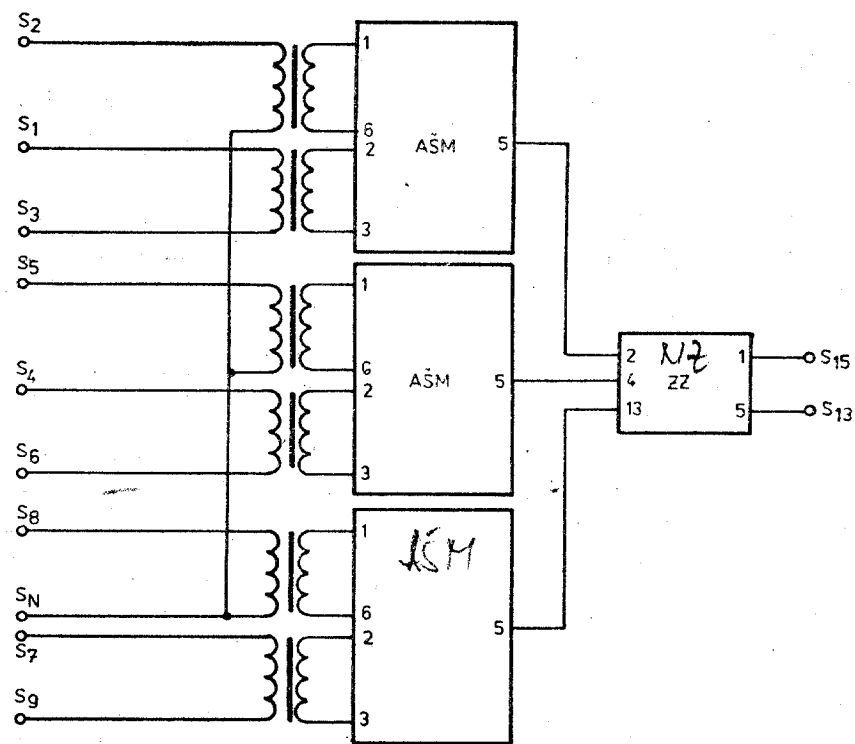
V napěťové soustavě má převodník vytvořen umělý střed k získání fázových napětí posunutých o 90° vůči proudům. K tomuto účelu je použito odporů R_2 , R_3 , R_5 (obr. 2.21). Jejich nastavení je správné jedině tehdy, mají-li příslušné odpory napěťových obvodů tří fází přesně stejnou hodnotu. K dostavení jsou ve dvou větvích umístěny potenciometry R_1 , R_2 .



Obr. 2.21 Blokové schéma NC 100

Převodník třífázového činného výkonu NC 110

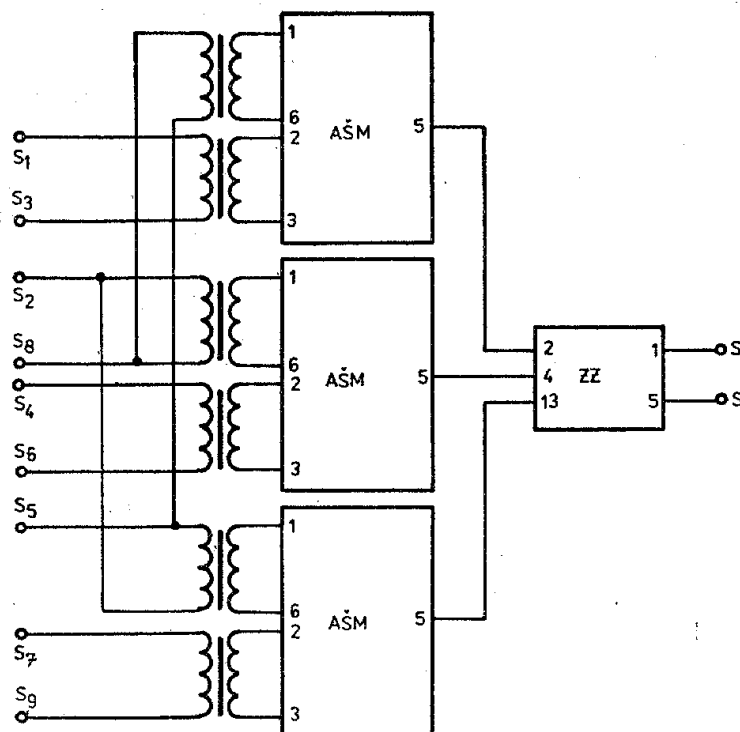
Převodník měří výkon ve třífázové soustavě čtyřvodičové třemi obvody AŠM v klasickém zapojení. Každý obvod AŠM udává výkon jedné fáze, v které je zapojen jeho proudový transformátor. Výkony jednotlivých fází z obvodů AŠM se sčítají. Blokové schéma je na obr. 2.22.



Obr. 2.22 Blokové schéma NC 110

Převodník třífázového jalového výkonu NC 120

Blokové schéma převodníku je na obr. 2.23. Měření jalového výkonu je odvozeno z činného převodníku výkonu NC 110. Zapojení proudových transformátorů zůstává beze změny. Napěťové transformátory jsou přepojeny z napětí fázových na příslušná napětí sdružená o 90° posunutá.



Obr. 2.23 Blokové schéma NC 120

Převodník NC 71 – NC 121

Tyto převodníky jsou pouze modifikací převodníku základní výkonové řady, u kterých je výstupní obvod jednotně nastaven pouze na jmenovitý 5 mA, který umožňuje dodávat vynucený proud do zátěže max. $2\text{ k}\Omega$. Na zvláštní požadavek byl pro regulační účely normalizační zesilovač, který může dodávat proud až do 20 mA. Převodníky výkonu vybavené tímto zesilovačem jsou označeny NC 71 až NC 121. Mimo výstupních parametrů jsou původní vlastnosti převodníku zachovány.

Normalizační zesilovač 20 mA je sestaven z integrovaného operačního zesilovače MAA 502 a z výkonového koncového stupně. Proudový výstup umožňuje přenos bez přídavné chyby, pokud odpor smyčky nepřestoupí hodnotu $1\text{ k}\Omega$. Proudový výstup 20 mA je možno změnit na 5 mA záměnou porovnávacího odporu R_{20} . Tím se rozšíří rozsah dovoleného zatěžovacího odporu R_z na $4\text{ k}\Omega$. Dále je možno předpětím na vstupu zesilovače posunovat nulu tak, aby rozsah výstupního proudu byl (4-20) mA. Elektrická nula odpovídá 4 mA. Zdroj předpětí je vytvořen z teplotně kompenzované diody.

L LITERATURA

- [1] Mirtes : Stejnosměrné zesilovače. SNTL 1965.
- [2] Nijve, E., Tamm, P. : O chybě usměrňovače při měření efektivních hodnot nepatrného zkreslení sin. napětí. Avtometrija 4, 1973, str. 89 - 93.
- [3] Filouš : Měřící převodník střídavého napětí nebo proudu na stejnosměrný signál AO 168 126

- [4] Richman, Ochs G. : Curve Fitter the Measure of rms by Overruling Square - law Slowdowns. Electronics 29, září 1969.
- [5] Lev, P. V., Melnikov, A. G.: Funkční převodník pro voltmetr efektivních hodnot. Priborostrojenje 5, 1975.
- [6] Seměnov, A. N.: Výpočet přibližně kvadratických usměrňovačů. Avtometrija 4, 1973, str. 93 - 99.

S KONTROLNÍ OTÁZKY TEORETICKÉ

1. (2 body) Jaké je základní dělení signálů?
2. (3 body) Jaká je základní charakteristika stacionárního a nestacionárního signálu?
3. (2 body) Proč je nutné přizpůsobovat a upravovat měřicí signál ?
4. (5 bodů) Popište blokové schéma převodníku efektivní hodnoty a jeho princip.
5. (5 bodů) Popište princip měření výkonu a převodníku výkonu.
6. (3 body) Jaké jsou základní typy převodníků výkonu ?

— SHRNUÍ

Nové poznatky:

- základní rozdělení signálů
- vztah mezi efektivní a střední hodnotou
- princip převodníku efektivní hodnoty
- princip převodníku výkonu
- základní typy převodníků

Nové pojmy :

převodník, efektivní hodnota, vzorkovací frekvence, šířka pásma, perioda, kvadrátor.

Ñ KLÍČ K TEORETICKÝM OTÁZKÁM

1. Obr. 1.1
2. Kapitola 1
3. Kapitola 1
4. Kapitola 2.1.2
5. Kapitola 2.2.1
6. Kapitola 2.2.4

\$ AUTOKONTROLA

Pokud jste získali minimálně 15 bodů z teoretických otázek, můžete pokračovat dále ve studiu. V opačném případě si ve zkráceném čase kapitolu zopakujte.