

# Vážení zákazníci,

dovolujeme si Vás upozornit, že na tuto ukázkou knihy se vztahují autorská práva, tzv. copyright.

To znamená, že ukáзка má sloužit výhradně pro osobní potřebu potenciálního kupujícího (aby čtenář viděl, jakým způsobem je titul zpracován a mohl se také podle tohoto, jako jednoho z parametrů, rozhodnout, zda titul koupí či ne).

Z toho vyplývá, že není dovoleno tuto ukázkou jakýmkoliv způsobem dále šířit, veřejně či neveřejně např. umístováním na datová média, na jiné internetové stránky (ani prostřednictvím odkazů) apod.

*redakce nakladatelství BEN – technická literatura*  
[redakce@ben.cz](mailto:redakce@ben.cz)

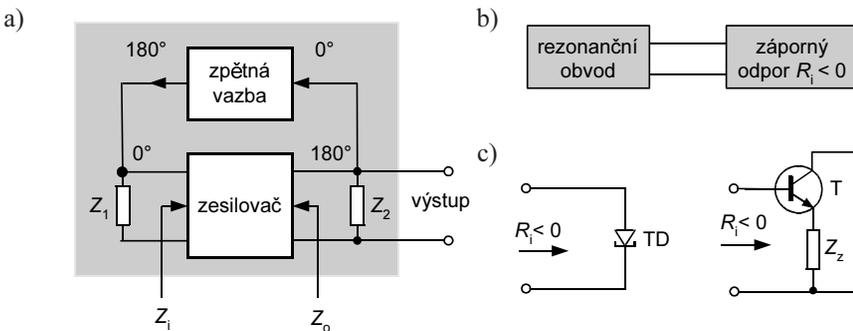


### 3.3.3 Oscilátory

Oscilátor je elektronický aktivní obvod, který je schopen samostatně generovat elektrický signál. V dalším se stručně zmíníme pouze o vysokofrekvenčních a mikrovlnných sinusových oscilátorech, využívaných v radioelektronice jako zdroje nosných vln vysílačů, zdroje heterodynních signálů v superheterodynních přijímačích apod. Takové oscilátory je možné dělit z hlediska principu jejich činnosti do dvou základních skupin.

Do první z nich náležejí *oscilátory se zpětnou vazbou*, zjednodušeně znázorněné na obr. 3.43a. Jejich základem je zesilovač, z jehož výstupu je zavedena na vstup kladná zpětná vazba. Tyto oscilátory se uplatňují hlavně v nízkofrekvenční a ve vysokofrekvenční oblasti, kde totiž lze ještě zanedbávat parazitní obvodové prvky a díky tomu je možné realizovat zpětnovazební obvody s přesně definovanými vlastnostmi.

Druhou skupinou jsou *oscilátory se záporným odporem*, nazývané také *oscilátory reflexní* (obr. 3.43b). Aktivním prvkem je zde jednobran (dvojpól), jehož impedance obsahuje zápornou činnou složku  $R_i < 0$ . K jeho svorkám je připojen vnější rezonanční obvod, určující frekvenci oscilací. Aktivním prvkem může být například tunelová dioda TD, stejnosměrně polarizovaná do oblasti záporného vnitřního odporu. Jako aktivní jednobran však lze také využít vstupní bránu tranzistoru, který totiž může mít při vhodné výstupní zátěži, nebo při vhodné lokální zpětné vazbě, rovněž záporný vstupní odpor. Reflexní oscilátory jsou použitelné při libovolných frekvencích. Hlavní uplatnění ale mají ve vysokofrekvenční a v mikrovlnné oblasti, kde je jejich realizace méně náročná, než realizace oscilátorů se zpětnou vazbou.



Obr. 3.43

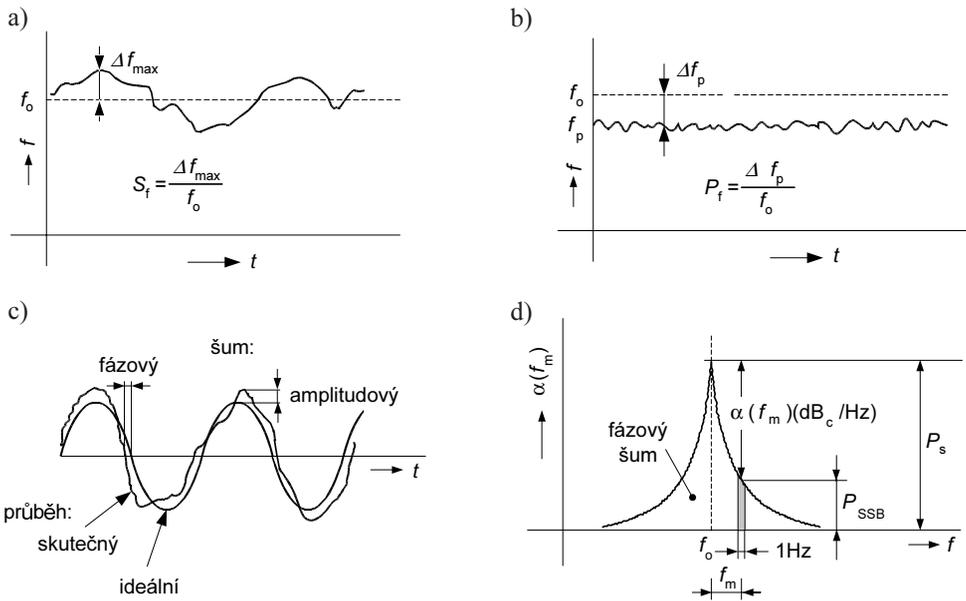
Základní princip oscilátorů: a) se zpětnou vazbou; b) se záporným odporem (reflexního typu); c) aktivní jednobrany pro oscilátory reflexního typu (tunelová dioda TD a tranzistor se sériovou zpětnou vazbou na impedanci  $Z_2$ )

#### Základní parametry oscilátorů

Oscilátory a jiné zdroje periodických signálů, používané v radioelektronice, jsou charakterizovány třemi základními parametry. Je to stabilita frekvence, přesnost frekvence a fázový šum. *Stabilita frekvence* je obecně definována jako míra její změny s časem. U uvažovaných polovodičových zdrojů signálů je definována dlouhodobá stabilita a krátkodobá stabilita.

Dlouhodobá stabilita  $S_f$  je určena maximální odchylkou  $\Delta f_{\max}$  skutečné frekvence od nominální hodnoty  $f_o$ , která se uvažuje během dostatečně dlouhého časového intervalu ( $\Delta t \gg 1$  sekunda); je závislá především na okolní teplotě a dalších fyzikálních parametrech daného prostředí. Krátkodobá stabilita je odchylka frekvence uvažovaná v relativně krátkém časovém intervalu ( $\Delta t \ll 1$  sekunda), která je způsobena nejrůznějšími náhodnými vlivy (šumem obvodů oscilátoru ap.). Dlouhodobá stabilita  $S_f$  se číselně se vyjadřuje největší relativní změnou frekvence  $\Delta f_{\max} / f_o$  oproti referenční (jmenovité) hodnotě  $f_o$ , uvažovanou za určitý časový interval  $\Delta t$ , například za 1 minutu, 1 hodinu, 1 den atd. Přesnost frekvence  $P_f$  se vyjadřuje poměrnou odchylkou  $\Delta f_p / f_o$  průměrné hodnoty frekvence  $f_p$ , uvažovanou opět za určitý časový interval  $\Delta t$ , od referenční hodnoty  $f_o$ . Přesnost je charakterizována systematickou a náhodnou chybou; čím jsou tyto chyby menší, tím je přesnost větší. Přesnost vztažená pouze k systematické chybě se někdy nazývá *správnost*. Význam uvedených pojmů nám objasňují obr. 3.44a,b, znázorňující závislost okamžité hodnoty frekvence určitého zdroje např. sinusového signálu na čase. První průběh (obr. 3.44a) odpovídá zdroji, který má malou stabilitu avšak velkou přesnost; na druhém obrázku (obr. 3.44b) je naopak průběh charakterizující zdroj s velkou stabilitou a malou přesností (v tomto případě s velkou systematickou chybou).

Krátkodobá stabilita zdrojů signálu úzce souvisí s jejich šumem. Na obr. 3.44c je časový průběh ideálního sinusového signálu a také signálu reálného, vyskytující se v praxi. U reálného průběhu dochází k náhodným fluktuacím amplitudy, označovaným jako *amplitudový šum*. Kromě toho se zde objevuje i *fázový šum*, což jsou fluktuace fáze, projevující



Obr. 3.44

Signál generovaný zdrojem: a) s malou stabilitou a velkou přesností; b) s velkou stabilitou a malou přesností; c) d) k vysvětlení pojmů amplitudový a fázový šum

se ve fluktuacích průchodů signálu nulou okolo jmenovité hodnoty. Amplitudový šum je u většiny zdrojů signálů zanedbatelný, avšak fázový šum může být velmi intenzivní. Při jeho hodnocení vycházíme ze zobrazení signálu ve frekvenční oblasti. Takové zobrazení lze v praxi získat pomocí spektrálního analyzátoru, jeho typický průběh je na obr. 3.44d. Jelikož zobrazené spektrum je souměrné vůči generované vlně, stačí z něho zkoumat jediné postranní pásmo. Tzv. *fázový šum SSB* je potom definován jako poměr  $\alpha(f_m)$  šumového výkonu  $P_{SSB}$  působícího uvnitř frekvenčního intervalu o šířce 1 Hz ve vzdálenosti  $f_m$  od nosné vlny, ku celkovému výkonu nosné  $P_S$ , tedy

$$\alpha(f_m) = \frac{P_{SSB}}{P_S}, \quad \text{nebo v decibelech} \quad \alpha(f_m)[\text{dBc/Hz}] = 10 \log \frac{P_{SSB}}{P_S}. \quad (3.83)$$

Symbol dBc/Hz zde značí *decibely vztahžené vůči nosné vlně* ( $c = \text{carrier}$ ), veličina  $f_m$  je *ofsetová frekvence*.

Fázový šum je jedním z nejdůležitějších parametrů vf a mikrovlnných zdrojů signálů. Jeho vysoká úroveň může například u analogových komunikačních systémů značně zhoršit šumové číslo přijímačů, a to tím, že se šum místního oscilátoru přímo přenáší do mezifrekvenčního pásma; u číslicových komunikačních systémů ve svých důsledcích zvětšuje chybovost. U spektrálních analyzátorů, selektivních mikrovoltmetrů a podobných měřicích přístrojů fázový šum zmenšuje jejich dynamický rozsah a rozlišovací schopnost. Problematice zdrojů signálů s malým fázovým šumem a tedy s velkou spektrální čistotou je proto věnována v moderní radioelektronice velká pozornost.

### ***Oscilátory LC se zpětnou vazbou***

Na obr. 3.45b,c,d jsou znázorněna nejčastější zapojení zpětnovazebních tranzistorových vysokofrekvenčních *oscilátorů LC*, skládajících se ze zesilovacího tranzistoru a pasivního obvodu pro vytváření kladné zpětné vazby. Všechna uvedená zapojení mají stejnou topologickou strukturu, označovanou jako *trojbodová*, která je u vysokofrekvenčních oscilátorů často používána. Z obr. 3.43a vyplývá, že v případě zesilovače obracejícího fázi zesilovaného signálu o  $180^\circ$ , musí zpětnovazební obvod poskytovat na svém výstupu napětí, které je rovněž o  $180^\circ$  fázově posunuto vůči jeho vstupnímu napětí; potom celkový fázový posuv v uzavřené smyčce zpětné vazby je  $360^\circ$ . Tuto funkci však může plnit paralelní laděný obvod LC ve stavu rezonance, uzemněný na své kapacitní odbočce, tak jak ukazuje obr. 3.45a; alternativní zapojení pak využívá obvodu LC, který je uzemněn na induktivní odbočce.

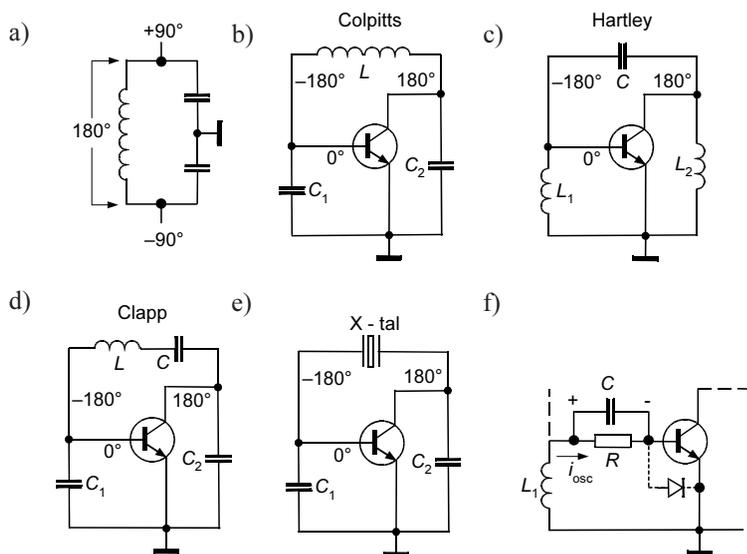
Na obr. 3.45b je *Colpittsův oscilátor*, s bipolárním tranzistorem v zapojení se společným emitorem SE, které obrací fázi procházejícího signálu o  $180^\circ$ . Zpětnovazební napětí přiváděné na vstup tranzistoru z jednoho konce rezonančního obvodu s uzemněnou kapacitní odbočkou je však rovněž v protifázi s napětím na druhém konci tohoto obvodu, tj. na výstupu tranzistoru. Zpětná vazba přes celou smyčku je tedy kladná a při dostatečném zesílení tranzistoru vede k oscilacím. Na obr. 3.45c je *Hartleyův oscilátor*, který se liší od předchozího jen tím, že u rezonančního obvodu je uzemněna induktivní odbočka. Na obr. 3.45d je *Clappův oscilátor*, u něhož je indukčnost rezonančního obvodu zastoupena sériovým rezo-

nančným obvodem  $LC$ . Oscilační frekvence je ve skutečnosti nepatrně vyšší než rezonanční frekvence tohoto obvodu; ten se potom chová jako indukčnost s vysokou jakostí, zaručující lepší frekvenční stabilitu.

Oscilátory z obr. 3.45b,c,d se vyznačují poměrně malou relativní stabilitou frekvence  $\Delta f_{\max} / f_0$ , řádu  $10^{-3}$  až  $10^{-4}/1$  hod. Podstatně lepší jsou *oscilátory stabilizované krystalovým rezonátorem*. Tak například u oscilátoru podle obr. 3.44e pracuje rezonátor v režimu sériové rezonance a tedy toto zapojení je v podstatě oscilátorem Clappovým. Díky velkému činiteli jakosti rezonátoru ( $Q = 10^5 \dots 10^6$ ) je však zde možné dosáhnout stability frekvence cca  $10^{-6}$  až  $10^{-7}/1$  hod, při tepelně stabilizovaném (termostatovaném) režimu potom až  $10^{-9}/1$  hod.

Skutečná zapojení uvažovaných oscilátorů je ještě nutné doplnit obvody pro stejnosměrné napájení kolektoru a pro získávání stejnosměrného předpětí báze (nebo u tranzistorů FET hradla) oscilačního tranzistoru. Rozšířené je zejména *samočinné předpětí*, jehož podstata je znázorněna na obr. 3.45f. To vzniká průchodem pulzů oscilačního proudu usměrňující diodou báze–emitor, polarizovanou při kladných špičkách oscilačního napětí do propustného směru. Proudové impulzy jsou filtrovány členem  $RC$ , který po zbytek periody udržuje na hradle záporné předpětí. Automatické předpětí usnadňuje počáteční nasazení oscilací, neboť v okamžiku zapnutí je tranzistor bez předpětí a tedy má zpravidla maximální zesílení.

Exaktní početní metody zkoumání oscilátorů uvažují tyto obvody jako nelineární systémy, charakterizované např. soustavou nelineárních diferenciálních rovnic. Řešení této soustavy je však obtížné. Proto se v technické praxi uplatňují i různé linearizované postupy, vycháze-



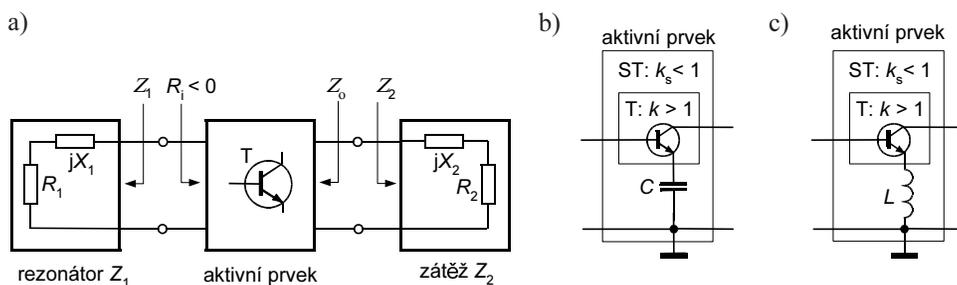
Obr. 3.45

Základní zapojení vysokofrekvenčních „trojbodových“ oscilátorů  $LC$ : a) laděný obvod  $LC$ , působící v rezonanci jako fázový invertor ( $180^\circ$ ); b) oscilátor Colpittsův; c) oscilátor Hartleyův; d) oscilátor Clappův; e) oscilátor stabilizovaný piezokrystalovým rezonátorem; f) obvod pro samočinné předpětí oscilátoru  $LC$

jící z popisu aktivního prvku oscilátoru vhodnými dvojbranovými malosignálovými parametry. Přitom se postupuje obvykle tak, že se nejprve formulují obecné podmínky oscilací daného typu oscilátoru a z nich se potom stanoví, při známých dvojbranových parametrech aktivního prvku, jeho hlavní vnější pasivní obvodové prvky [10]. Po roce 2000 však jsou již k dispozici četné počítačové programy pro návrh vf a mikrovlnných oscilátorů. Ty nejenže určí všechny obvodové prvky navrhovaného oscilátoru, ale navíc lze pomocí nich provést jeho důkladnou teplotní analýzu a šumovou analýzu, vyšetřit přechodové jevy po zapnutí ap. (viz dále kap. 4 a kap. 5).

### Oscilátory se záporným odporem

Na obr. 3.42b je objasněna podstata oscilátorů se záporným odporem. Pokud je jejich aktivním prvkem bipolární nebo unipolární tranzistor, je možné je reprezentovat obecným schématem podle obr. 3.46a. Činná zátěž  $R_2$  je připojena k výstupu aktivního prvku přes reaktanci  $X_2$ . Celková impedance zátěže  $Z_2 = R_2 + jX_2$  je volena tak, aby byl do odporu  $R_2$  odevzdáván pokud možno co největší oscilační výkon. K nasazení a udržení oscilací musí aktivní prvek tj. tranzistor T vykazovat na svém vstupu záporný vstupní odpor  $R_i < 0$ . Toho se nejsnáze dosáhne zavedením lokální zpětné vazby pomocí kapacity  $C$  (obr. 3.46b), nebo indukčnosti  $L$  (obr. 3.46c), zařazené do jeho emitorového přívodu. Tím se absolutně stabilní tranzistor T (s Rolettovým činitelem stability  $k > 1$ ) převede na potenciálně nestabilní „syntetický“ tranzistor ST (s činitelem  $k_s < 1$ ), který již má na svém vstupu potřebný záporný odpor  $R_i < 0$ . Doplněním tohoto zapojení o vstupní rezonátor s impedancí  $Z_1$ , určující generovanou frekvenci, se potom již vytvoří kompletní oscilátor. Je-li tranzistor  $T$  potenciálně nestabilní ( $k < 1$ ), není často nutné do jeho emitoru zpětnovazební prvky  $L$  nebo  $C$  vůbec vkládat, neboť tento tranzistor vytváří při dané zátěži  $Z_2$  vstupní záporný odpor sám. Exaktní návrh oscilátorů se záporným odporem je obecně, zejména však v mikrovlnné oblasti, značně komplikovaný. Pomoci zde opět mohou vhodné počítačové programy CAD.



Obr. 3.46

a) Obecné zapojení reflexního tranzistorového oscilátoru, s rezonátorem na vstupu tranzistoru; b) c) lokální zpětné vazby na kapacitě  $C$  resp. na indukčnosti  $L$ , převádějící absolutně stabilní tranzistor  $T$  na potenciálně nestabilní „syntetický“ tranzistor  $ST$ , který vykazuje na svém vstupu záporný vstupní odpor  $R_i$

### 3.3.4 Fázový závěs PLL

Fázový závěs PLL (*Phase-Lock Loop*, tj. *fázově zavěšená smyčka*) je moderní elektronický subsystém, který je možné využít například k demodulaci signálů FM, PM ale i AM, dále k násobení frekvence a k dělení frekvence, k lineární transpozici frekvence, k pásmové filtraci, k frekvenční synchronizaci a k plnění řady dalších speciálních funkcí v radioelektronických zařízeních. Základní principy fázového závěsu byly objeveny již v roce 1930, avšak pro značnou obvodovou složitost se tento systém uplatňoval zpočátku jen ve speciálních měřicích zařízeních. S příchodem monolitických integrovaných obvodů v šedesátých letech se mu však otevřela cesta ke skutečně širokému využití v praxi, neboť zmíněná obvodová složitost se u monolitické technologie promítá jen nepodstatně do výrobní ceny [10], [162], [163].

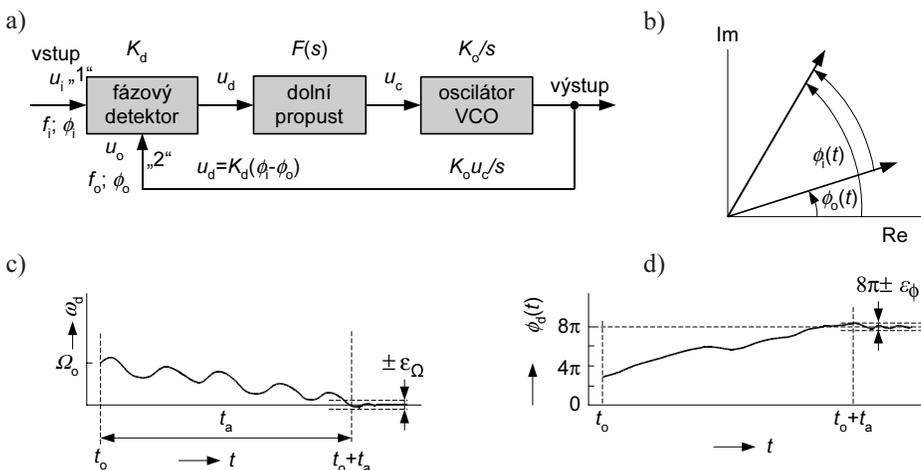
#### Základní principy

Na obr. 3.47a je znázorněno základní skupinové schéma zapojení fázového závěsu. Systém obsahuje *fázový detektor PD (Phase Detector)*, *dolní propust* – označovanou též jako *filtr smyčky LF (Loop Filter)* a *oscilátor řízený napětím VCO (Voltage-Controlled Oscillator)*. Nepřivádí-li se na vstup 1 fázového detektoru žádný vnější signál  $u_i$ , působí na jeho vstupu 2 pouze referenční signál  $u_o$  generovaný v oscilátoru VCO. Na výstupu dolní propusti je potom přítomné určité stejnosměrné napětí  $u_c$  (např. 0 voltů), které se přivádí jako řídicí napětí k oscilátoru VCO. Toto napětí je konstantní a tedy i oscilátor VCO kmitá na určité konstantní frekvenci  $f_o$ , označované jako *vlastní frekvence (free-running frequency)*. Zavede-li se na vstup 1 fázového detektoru jistý vnější signál  $u_i$  o frekvenci  $f_i$ , bude se na výstupu detektoru vytvářet napětí závislé na rozdílu fází, a případně i frekvencí obou jeho vstupních signálů. Toto napětí přichází po filtraci dolní propustí na vstup oscilátoru VCO. Ten je jím při splnění určitých podmínek přeladován tak, až se jeho frekvence i fáze téměř ztotožní s frekvencí a fází vnějšího signálu, takže je potom dosaženo jejich vzájemného „závěsu“. Mechanismus udržení tohoto stavu však vyžaduje, aby na výstupu fázového detektoru bylo přítomno určité nenulové chybové napětí. Systém tedy pracuje s určitým fázovým jakož i frekvenčním rozdílem (chybou) mezi oběma uvažovanými signály. Při vhodné volbě parametrů jeho dílčích bloků však může být tato chyba velmi malá.

Při zkoumání vlastností fázového závěsu je zřejmě účelné rozlišovat dva pracovní režimy (módy), a sice tzv. *režim zachycování* tj. dosahování synchronního stavu (*acquisition*) a dále *režim sledování* tj. setrvání v synchronním stavu (*tracking*). Prvý z těchto režimů je výrazně nelineární. Situaci navíc komplikuje šum, který může doprovázet jak vstupní signál, tak signál oscilátoru VCO. Zmíněné složité procesy je možné názorně interpretovat zobrazením vstupního signálu i signálu oscilátoru VCO ve formě fázorů (rotačních vektorů), jak ukazuje obr. 3.47b. Vstupní signál zde odpovídá reálné části fázoru  $\exp[j\phi_i(t)]$ , rotujícího okamžitou úhlovou rychlostí  $\omega_i(t) = d\phi_i(t)/dt$ , signál oscilátoru VCO je určen reálnou částí fázoru  $\exp[j\phi_o(t)]$ , který rotuje okamžitou úhlovou rychlostí  $\omega_o(t) = d\phi_o(t)/dt$ . Fáze  $\phi_i(t)$ , resp. úhlová rychlost  $\omega_i(t)$  fázoru vstupního signálu představuje obecně vzato náhodný proces, a to i při zanedbání nejrůznějších šumových složek (takovým náhodným vstupním

signálem je např. signál s modulací FM resp. PM přenášející informaci apod.). Náhodným procesem je obecně i fáze  $\phi_o(t)$  a úhlová rychlost  $\omega_o(t)$  fázoru signálu oscilátoru VCO.

Předpokládejme, že v určitém čase  $t = t_o$  se započne režim zachycování systému PLL. V tomto čase necht' je rozdíl úhlových rychlostí obou fázorů  $\Omega_o = \omega_i - \omega_o$  [rad/sec], parametr  $\Delta f_o = \Omega_o / 2\pi$  potom představuje počáteční frekvenční rozladění systému (initial frequency detuning). Je-li toto rozladění relativně velké (větší než 1 Hz), působí fázový detektor jako směšovač (násobič) a na jeho výstupu se objevuje signál, obsahující složku o rozdílové frekvenci. Ta, pokud může procházet dolní propustí, moduluje oscilátor VCO, jehož frekvence se pak při splnění vhodných podmínek začne přibližovat frekvenci vstupního signálu. Frekvence rozdílového signálu na výstupu fázového detektoru se vlivem toho začne zmenšovat, tak jak ukazuje obr. 3.47c, a po určitém čase zachycení  $t_a$  (acquisition time, pull-in time, lock-in time) se zmenší téměř na nulu. Systém PLL tím přechází do režimu sledování, při němž okamžitá frekvence rozdílového signálu nevybočí z intervalu označovaného jak střední zbytkové frekvenční rozladění  $\pm \varepsilon_\Omega$  (mean residual frequency detuning). Fáze  $\phi_d(t)$  mezi vstupním signálem a signálem oscilátoru VCO sleduje během režimu zachycování průběh znázorněný na obr. 3.47d, v režimu sledování potom nevybočí tato fáze z intervalu  $2n\pi \pm \varepsilon_\phi$ , kde  $n = 1, 2, \dots$ . Připomeňme, že předchozí hodnota určuje skutečnou, tj. absolutní změnu fáze, k níž došlo během času zachycení  $t_a$ ; rozdíl fází obou uvažovaných signálů – indikovaný např. na přímo ukazujícím měřiči fáze, jež zaznamenává jen relativní hodnoty – potom ovšem nevybočí z intervalu  $\pm \varepsilon_\Omega$ , označovaného jako střední fázová chyba (mean phase error). Přitom frekvence oscilátoru VCO se nepřibližuje k frekvenci vstupního signálu monotónně (obr. 3.47c); aby k jejich ztotožnění skutečně došlo, musí



Obr. 3.47

a) Skupinové schéma zapojení fázového závěsu (PLL); b) fázorová reprezentace vstupního a referenčního signálu; c) časová závislost úhlové frekvence  $\omega(t)$  rozdílového signálu na výstupu fázového detektoru během režimu zachycování; d) časové závislosti fáze  $\Phi_d(t)$  rozdílového signálu

být parametry smyčky voleny tak, aby rozdílový (záznějový) signál na výstupu fázového detektoru obsahoval stejnosměrnou složku, která zajistí potřebné přeladování oscilátoru VCO.

Rozsah frekvencí, ve kterém je celý systém schopen se udržovat v závěsu se nazývá *rozsah pasivní synchronizace* nebo *rozsah udržení*. Tento rozsah je vždy větší než rozsah frekvencí, v němž je systém schopen dostat se do závěsu, a který se nazývá *rozsah aktivní synchronizace*, resp. *rozsah zachycení*.

Důležitým parametrem fázového detektoru je jeho *zisk*  $K_d$ . Je-li tento detektor lineární, je zisk  $K_d$  definován jako poměr jeho výstupního napětí  $u_d$  ku rozdílu fází jeho vstupních napětí  $\Phi_d = \Phi_i - \Phi_o$ , tedy

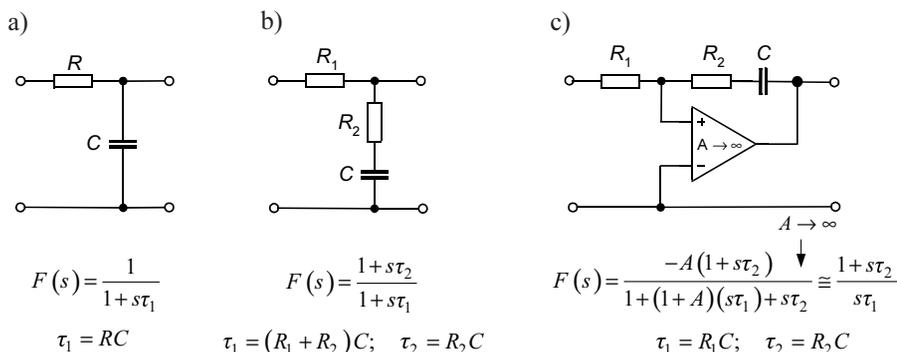
$$K_d = \frac{u}{\Phi_i - \Phi_o} = \frac{u_d}{\Phi_d} \quad [\text{V/rad; V, rad}] \quad (3.84)$$

Vlastnosti dolní propusti popisuje její přenosová funkce  $F(s)$  komplexní frekvence  $s = \sigma + j\omega$ . Na obr. 3.48 jsou zobrazeny často užívané typy dolních propustí a jsou zde uvedeny i jejich přenosové funkce. První z nich je pasivní propust prvního řádu, druhá je pasivní propust druhého řádu; tyto jednoduché propusti mohou dobře plnit požadovanou funkci v mnoha aplikacích. Třetí, aktivní propust druhého řádu sice vyžaduje stejnosměrný zesilovač, avšak smyčka PLL je při jejím použití schopna dosáhnout relativně velkého rozsahu aktivní synchronizace.

Oscilátor VCO je zpravidla řešen jako oscilátor LC laděný varikapem. Jeho základním parametrem je zisk  $K_o$ , definovaný vztahem

$$K_o = \frac{\Delta\omega_o}{u_c}, \quad (3.85)$$

kde  $u_c$  je řídicí napětí oscilátoru VCO a  $\Delta\omega_o$  je odchylka úhlové frekvence od vlastní frekvence  $\omega_o$ .



Obr. 3.48

Dolní propusti používané v systému PLL: a) pasivní propust prvního řádu; b) pasivní propust druhého řádu; c) aktivní propust druhého řádu

## Aplikace fázového závěsu

- *Demodulace FM, PM a AM:* Přivede-li se na vstup fázového závěsu PLL frekvenčně modulovaný signál, bude oscilátor VCO sledovat jeho okamžitou frekvenci; modulační frekvence ovšem musí ležet uvnitř pásma propustnosti smyčky. Řídící napětí  $u_c(t)$  oscilátoru VCO potom již odpovídá demodulovanému výstupnímu signálu. Takového systému je možné využít k demodulaci širokopásmových signálů FM. V tomto režimu je modulační spektrum uvnitř pásma propustnosti smyčky, která se proto nazývá *smyčka sledující modulaci (modulation tracking loop)*. Takovou smyčku lze využít rovněž k demodulaci širokopásmových signálů PM.

Pokud má smyčka tak nízkou mezní frekvenci, že nepropustí ani nejnižší modulační frekvence, označuje se jako *smyčka sledující nosnou vlnu (carrier tracking loop)*. V tomto případě ji lze využít k demodulaci úzkopásmových signálů FM, nebo PM. Demodulované signály se potom odebírají přímo na výstupu fázového detektoru.

- *Frekvenční synchronizace a výběr signálu:* Ve fázovém závěsu PLL je možné signál oscilátoru VCO s relativně malou vlastní stabilitou frekvence, avšak s velkou amplitudou oscilací (malým fázovým šumem) synchronizovat frekvenčně velmi stabilním, avšak slabým a zašuměným vstupním signálem. Je-li zvolena klidová vlastní frekvence oscilátoru VCO tak, aby byla shodná s frekvencí vstupního signálu, není nutné synchronizovat oscilátor VCO nepřetržitě, nýbrž jen ve vhodných periodických intervalech. Uvedený princip našel široké uplatnění v generátorech barvonosné vlny přijímačů barevné televize (tzv. „setrvačnicková“ synchronizace).
- *Násobení a dělení frekvence:* Vloží-li se ve fázovém závěsu PLL mezi výstup oscilátoru VCO a vstup fázového detektoru dělič frekvence, působí celý systém jako násobič frekvence. Při vstupní frekvenci  $f_s$  a činiteli dělení děliče frekvence  $n$ , je tedy na výstupu oscilátoru VCO frekvence  $f_o = n f_s$ . Je-li zapojen mezi výstup oscilátoru VCO a vstup fázového detektoru místo děliče pomocný násobič frekvence, celý systém PLL působí jako dělič frekvence. Poměr dělení frekvence se přitom rovná činiteli násobení pomocného násobiče.
- *Frekvenční translace:* Fázový závěs PLL je možné využít ke změně frekvence  $f_r$  velmi stabilního, pevně laděného referenčního oscilátoru o poměrně malý interval  $\Delta f$ . Tuto funkci realizuje systém PLL doplněný na svém vstupu o směšovač resp. o násobič frekvence.

# System adaptivní modulační a kódování AMC u buňkových standardů GSM/GPRS/EDGE

Standard	schéma kódování	modulace	rychlost kódování (po punktuování)	hrubá datová rychlost na časový slot [kbit/s]
GPRS	CS-1	GMSK	0,50	8,0
	CS-2		0,64	12,0
	CS-3		0,74	14,4
	CS-4		1,00	20,0
EDGE	MCS-1	GMSK	0,53	8,8
	MCS-2		0,66	11,2
	MCS-3		0,80	14,8
	MCS-4		1,00	17,6
	MCS-5	8PSK ( $3\pi/8$ -8PSK)	0,37	22,4
	MCS-6		0,49	29,6
	MCS-7		0,76	44,8
	MCS-8		0,92	54,5
	MCS-9		1,00	59,2

Celková hrubá datová rychlost na 8 slotů:

GPRS –  $8 \times 20,0 = 160$  kbit/s (čistá rychlost  $8 \times 14,4 = 115,2$  kbit/s)

EDGE –  $8 \times 59,2 = 473,6$  kbit/s (čistá rychlost  $8 \times 48 = 384$  kbit/s)

