

3. ФАЗОВО ЗАТВОРЕНИ ВЕРИГИ (PLL). ПРИЛОЖЕНИЕ

Фазово затворените вериги (Phase Locked Loop – PLL) са управляеми генераторни схеми, за които честотата на изходния им сигнал се синхронизира с честотата на сигнал от опорен генератор. Основен метод за постигането на синхронизация е методът за фазово автоматично поддържане на честота – ФАПЧ. При това е необходимо да се установи от генератора честота f_{out} , която да се съгласува с честотата f_{in} от външен опорен генератор с точност до неизменна фазова разлика. PLL схемите намират приложение в измервателната техника, радиокомуникациите и видеотехнологиите. Те се използват при конструирането на честотни синтезатори, синхронизатори, честотни демодулатори, честотни манипулатори/деманипулатори (модеми), тондекодери, телеметрични модеми, преобразуватели на напрежение в честота, генератори и др.

3.1. Структура и принцип на работа

PLL схемите представляват затворен контур с обратна връзка (фиг. 3.1), включваща фазов детектор (ФД), нискочестотен филтър (НЧФ), усилвател и генератор, управляван с напрежение (ГУН). Фазовият детектор сравнява фазовия ъгъл на входния сигнал u_{in} с фазовия ъгъл на изходното напрежение u_{out} от ГУН и изработва напрежение, пропорционално на фазовата разлика между двата сигнала. Изходното напрежение u_d от фазовия детектор се филтрира от НЧФ, като се отстраняват високочестотните хармоници. Напрежението u_{ctrl} се получава от НЧФ и се усилва с коефициент A_U . То се подава като управляващо напрежение на ГУН. При това u_{ctrl} променя честотата на генератора съгласно следния израз:

$$(3.1) \quad f_{out} = f_0 + K_0 u_{ctrl},$$

където f_0 ($f_0 = \omega_0 / 2\pi$) е собствената честота на ГУН при липса на входен сигнал ($u_{in} = 0$), а K_0 – коефициентът на преобразуване на ГУН с размерност Hz/V .

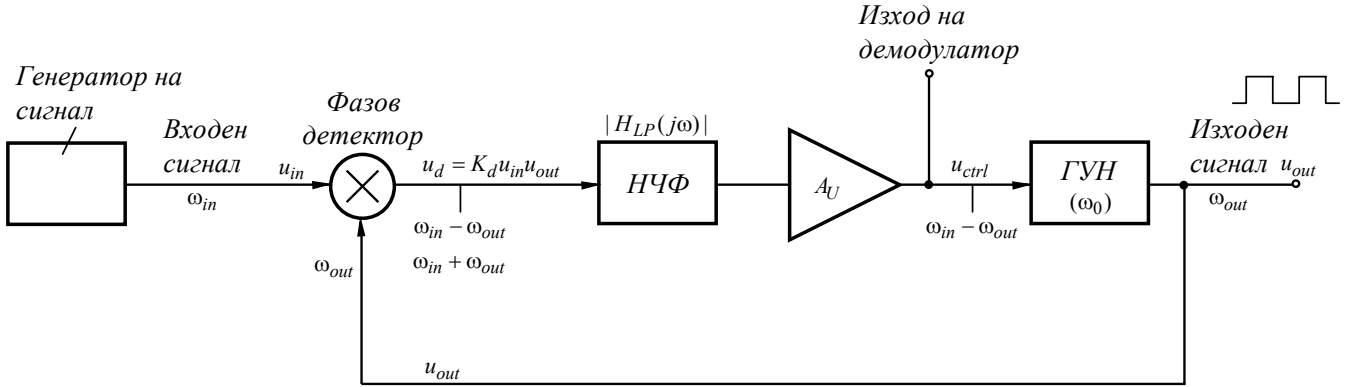
Честотата на генератора ω_{out} се увелича от ω_{in} и в момента, когато ω_{out} стане равна на ω_{in} , настъпва синхронизация в PLL схемата.

При условие, че входният сигнал u_{in} и сигналът u_{out} от ГУН са със синусоидална форма, т.е. $u_{in} = U_{im} \sin \omega_{in} t$ и $u_{out} = U_{om} \sin(\omega_{out} t + \varphi_{out})$, за изходното напрежение на фазовия детектор, който в този случай е аналогов умножител, се получава:

$$(3.2) \quad u_d = K_d u_{in} u_{out} = K_d U_{im} U_{om} \sin \omega_{in} t \cdot \sin(\omega_{out} t + \varphi_{out}) =$$

$$= \frac{K_d U_{im} U_{om}}{2} \{ \cos[(\omega_{in} - \omega_{out})t - \varphi_{out}] - \cos[(\omega_{in} + \omega_{out})t + \varphi_{out}] \},$$

където $K_d [V^{-1}]$ е мащабен коефициент на фазовия детектор, а φ_{out} – фазата на изходния сигнал u_{out} .



Фиг. 3.1. Блокова схема на фазово затворена верига (PLL).

След филтриране на високочестотната съставка $(\omega_{in} + \omega_{out})/2\pi$ от НЧФ и усилване с коефициент A_U за управляващото напрежение на ГУН се намира

$$(3.3) \quad u_{ctrl} \approx A_U K_d \frac{U_{im} U_{om}}{2} |H_{LP}[j(\omega_{in} - \omega_{out})]| \cos[(\omega_{in} - \omega_{out})t - \varphi_{out}] = \\ = A_U K_d \frac{U_{im} U_{om}}{2} |H_{LP}[j(\omega_{in} - \omega_{out})]| \cos \varphi(t),$$

където $\varphi(t)$ е фазовият ъгъл между напреженията u_{in} и u_{out} , а H_{LP} е коефициентът на предаване на НЧФ.

Както се вижда от горния израз, u_{ctrl} е променливо напрежение, което предизвиква съответна промяна съгласно формула (3.1) и на честотата f_{out} . В момента, когато $\omega_{in} = \omega_{out}$, напрежението u_{ctrl} става постоянно, като въз основа на формула (3.3) добива вида

$$(3.4) \quad u_{ctrl} \approx \frac{A_U K_d}{2} U_{im} U_{om} \cos \varphi_{out}.$$

Във формула (3.4) е прието, че коефициентът на предаване на НЧФ (H_{LP}) е единица за постоянни напрежения. Максималната стойност на изходното напрежение на НЧФ се получава при $\varphi_{out} = 0$ и при $\varphi_{out} = \pi$ и се дава с формулата

$$(3.5) \quad U_{ctrl, \max} = \pm \frac{A_U K_d}{2} U_{im} U_{om}.$$

Тогава съгласно формула (3.1) максималното отклонение в двете посоки на честотата на ГУН е

$$(3.6) \quad \Delta \omega_{Lock} = (\omega_{out} - \omega_o)_{\max} = \pm \frac{A_U K_d K_0}{2} U_{im} U_{om}.$$

Следователно максималният обхват на изменение на честотата на сигнала, в който PLL-схемата може да остане синхронизирана, е

$$\omega_{in} = \omega_0 \pm \frac{A_U K_d K_0}{2} U_{im} U_{om} = \omega_0 \pm \Delta\omega_{Lock},$$

където с $\Delta\omega_{Lock}$ е означен *честотният обхват* (или *честотната лента*) на *задържане* (или *следене*) (*Lock Range*). От формула (3.6) лесно се вижда, че лентата на следене се ограничава от два фактора. Първият е, че $\Delta\omega_{Lock}$ зависи от амплитудата на входния сигнал. Ако тя намалее, зоната на следене също намалява. Вторият фактор е, че всеки ГУН работи в краен честотен обхват. Ако честотата на входния сигнал излезе извън него, синхронизацията се губи.

Ако генераторът, управляван с напрежение, е реализиран с мултивибратор, изходният сигнал има правоъгълна форма и може да се представи с ред на Фурие:

$$u_{in} = U_{im} \sin(\omega_{in} t + \varphi_{in}) \quad \text{и}$$

$$u_{out} = U_{om} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{4}{(2n+1)\pi} \sin((2n+1)\omega_{out} t).$$

За изходното напрежение на фазовия детектор, който в този случай най-често е умножител, се получава:

$$(3.7) \quad u_d = K_d u_{in} u_{out} =$$

$$= \frac{2K_d}{\pi} U_{im} U_{om} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos[(2n+1)\omega_{out} t - \omega_{in} t - \varphi_{in}] - \right.$$

$$\left. - \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \cos[(2n+1)\omega_{out} t + \omega_{in} t + \varphi_{in}] \right\}.$$

След филтриране на високочестотните съставки $((2n+1)\omega_{out} - \omega_{in})/2\pi$ и $((2n+1)\omega_{out} + \omega_{in})/2\pi$ от НЧФ и усилване с коефициент A_U за управляващото напрежение на ГУН при $n=0$ се получава

$$(3.8) \quad u_{ctrl} \approx \frac{2A_U K_d}{\pi} U_{im} U_{om} \cos[(\omega_{out} - \omega_{in})t - \varphi_{out}],$$

В режим на синхронизация $\omega_{in} = \omega_{out}$, напрежението u_{ctrl} става постоянно, като въз основа на формула (3.8) се намира

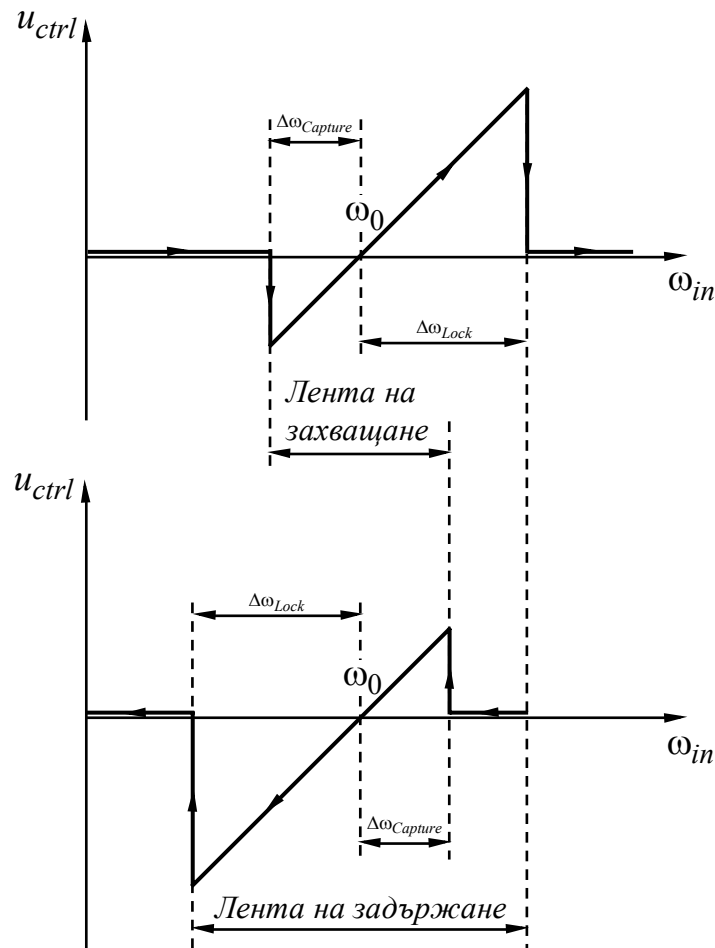
$$(3.9) \quad u_{ctrl} = \frac{2A_U K_d}{\pi} U_{im} U_{om} \cos\varphi_{out}.$$

Тогава за лентата на задържане се получава следният израз

$$(3.10) \quad \Delta\omega_{Lock} = \pm \frac{2A_U K_d K_0}{\pi} U_{im} U_{om}.$$

Както се вижда от формули (3.6) и (3.8) ширината на лентата на задържане може да се регулира чрез промяна на коефициента на усилване A_U или чрез промяна на амплитудата на входния сигнал.

Когато PLL схемата не е синхронизирана с входния сигнал, съставката с честота $\omega_{in} - \omega_{out}$ е управляващ сигнал за ГУН. Този сигнал променя ω_{out} съгласно уравнение (3.1) до изравняването ѝ с ω_{in} . След постигане на равенство между сигналите с честота ω_{in} и ω_{out} остава фазова разлика φ_{out} , необходима за генерирането на напрежението u_d , което е променило честотата на генератора с $\Delta\omega$, т.е. което поддържа $\omega_{in} = \omega_{out}$. Така PLL схемата успява да “захване” входния сигнал, т.е. да се синхронизира с него. Честотният обхват, в който PLL схемата може да осъществи захващане, се нарича *честотна лента на захващане* $\Delta\omega_{Capture}$ (*Capture Range*). Тя винаги е по-малка от честотната лента на задържане и зависи от лентата на пропускане на нискочестотния филтър.



Фиг. 3.2. Лента на задържане и лента на захващане на PLL схема.

Честотната лента на захващане за ГУН, произвеждащ синусоидално напрежение, се определя по следния начин:

$$(3.11a) \quad \Delta\omega_{Capture} = K_0 U_{ctrl} \approx \pm A_U K_0 K_d \frac{U_{im} U_{om}}{2} |H_{LP}[j(\omega_{in} - \omega_{out})]| \quad \text{или}$$

$$(3.11b) \quad 2\Delta\omega_{Capture} \approx 2A_U K_0 K_d \frac{U_{im} U_{am}}{2} |H_{LP}(j\Delta\omega_{Capture})|,$$

където $|H_{LP}(j\Delta\omega_{Capture})|$ е коефициентът на предаване на филтъра за честотата $\omega = \Delta\omega_{capture}$. За нискочестотен филтър от първи ред се получава

$$(3.12) \quad \Delta\omega_{Capture} \approx \sqrt{\frac{\Delta\omega_{Lock}}{\tau}},$$

където τ е времеконстанта на филтъра.

За PLL схеми с правоъгълна форма на сигнала от ГУН формула (3.12) също е валидна.

За илюстрация на казаното по-горе на фиг. 3.2 е дадена в общ вид зависимостта на управляващото напрежение u_{ctrl} от честотата на входния сигнал ω_{in} , както и лентата на захващане ($2\Delta\omega_{Lock}$) и лентата на задържане ($2\Delta\omega_{Capture}$) на PLL схема. Както се вижда от фиг. 3.2, в режим на синхронизация напрежението u_{ctrl} е различно от нула и се променя линейно при промяната на честотата ω_{in} .

3.2. Елементи на фазово затворените вериги

3.2.1. Аналогови фазови детектори

Съществува голямо разнообразие от схеми на линейни фазови детектори (Phase detectors – Phd). При избор на конкретна схема следва да се отчетат редица фактори най-важните, от които са:

- видът на входните сигнали. За някои от схемите входният сигнал може да бъде със синусоидална или триъгълна форма. Тогава като фазов детектор може да се използва схема за следене и запомняне с допълнителен моновибратор за изработване на управляващ сигнал. Когато входният сигнал е с произволна форма, като фазов детектор може да се използва четириквадрантен аналогов умножител. Фазовите детектори за аналогови сигнали могат да бъдат неприложими за цифровите сигнали и т.н.;

- линейност на предавателната характеристика на фазовия детектор;

- диапазон на фазовата и честотната разлика, за които предавателната характеристика е линейна. Колкото по-широк е този диапазон, толкова по-полезен е фазовият детектор и толкова по-защитен е от смущения в сигнала.

От различните фазови детектори ще бъдат разгледани схемите за следене и запомняне и аналоговите умножители, използвани в фазово затворените вериги.

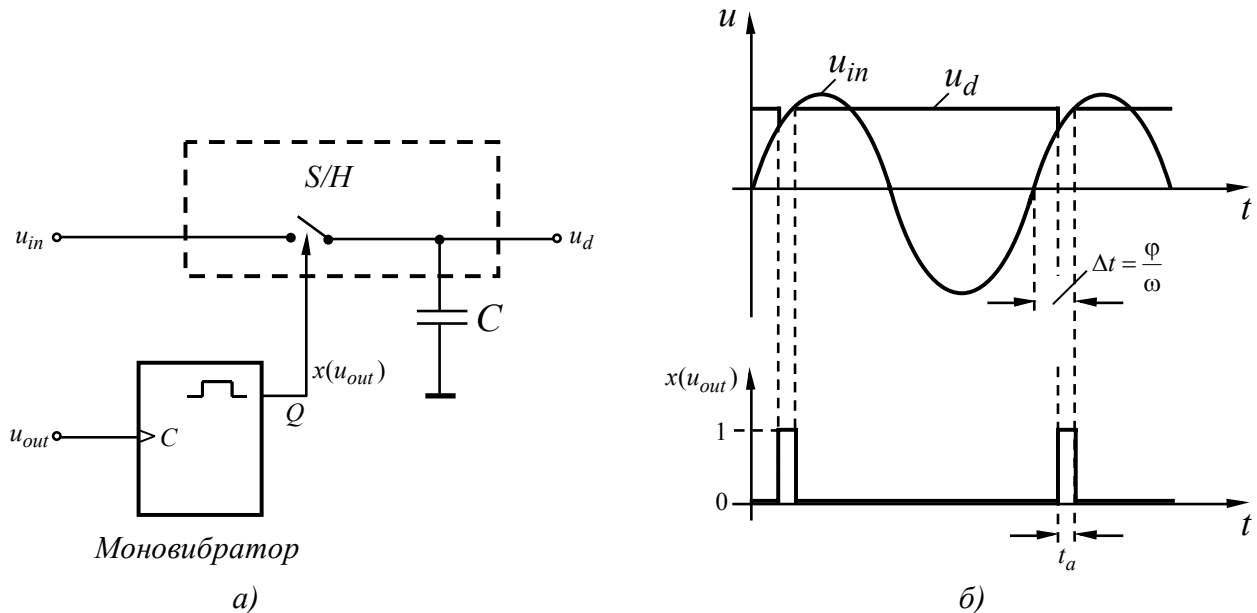
Аналогови паметни, използвани като фазови детектори

Фазовата разлика φ между напреженията u_{in} от генератор на сигнал и u_{out} от ГУН може да се определи, като се измери с помощта на аналогова памет моментната стойност на u_{in} за момента, когато u_{out} преминава през нулата в положителна посока. За целта напрежението u_{out} първо се подава към строби-

рация по фронт вход на моновибратор (фиг. 3.3а), който изработва управляващ импулс за ключа на аналоговата памет. Както се вижда от 3.3б изходното напрежение на аналоговата памет се определя от формулата

$$(3.13a) \quad u_d = U_{im} \sin \varphi.$$

За правилната работа на схемата от фиг. 3.3а е необходимо продължителността на импулса t_a да бъде значително по-малка от времето Δt .



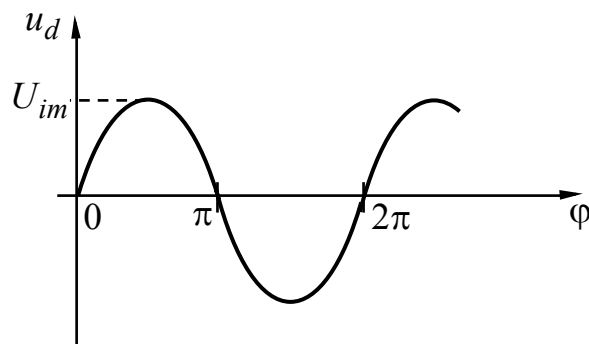
Фиг. 3.3. Аналогова памет като фазов детектор: а) – структурна схема; б) – времедиаграми илюстриращи принципа на работа.

В близост до работната точка $\varphi = 0$ характеристиката на детектора е приблизително линейна и се определя от формулата

$$(3.13б) \quad u_d \approx U_{im} \varphi.$$

Тогава за коефициента на предаване на фазовия детектор може да се запише

$$(3.14) \quad K'_d = U_{im}.$$



Фиг. 3.4. Предавателна характеристика на аналогова памет, използвана като фазов детектор.

Както се вижда от фиг. 3.4 следващата работна точка е при $\varphi = \pi$, за която $K'_d = -U_{im}$. Изборът на една от двете работни точки зависи от знака на останалите звена във фазово затворената верига. Следващата устойчива работна точка се получава при фазов ъгъл 2π .

Ако вместо синусоидално входно напрежение u_{in} се използва напрежение с триъгълна форма, фазовият детектор се получава с триъгълна предавателна характеристика. При входно напрежение u_{in} с правоъгълна форма схемата от фиг. 3.3а не може да бъде използвана.

Четириквadrантни аналогови умножители, използвани като фазови детектори

Ако в качеството на входни сигнали за аналогов умножител с коефициент на предаване $K_d = U_m^{-1}$ се използват два синусоидални сигнала $u_{in} = U_m \sin \omega_{in} t$ и $u_{out} = U_m \sin(\omega_{out} t + \varphi)$, съответно от опорния генератор и ГУН с близки честоти за изходното напрежение u_d се получава

$$(3.15) \quad u_d = \frac{u_{in} u_{out}}{U_m} = \frac{1}{2} U_m \cos[(\omega_{in} - \omega_{out})t - \varphi] - \frac{1}{2} U_m \cos[(\omega_{in} + \omega_{out})t + \varphi].$$

При $\omega_{in} = \omega_{out}$ за изходното напрежение се намира

$$(3.16) \quad u_d = \frac{U_m}{2} \cos \varphi.$$

На фиг. 3.5 е дадена зависимостта на u_d от φ . Въз основа на графиката е ясно, че напрежението в близост до $\varphi = 0$ не може да се използва за регулиране на честотата на ГУН, тъй като посоката на разсъгласуване (намалява или увеличаване) остава неизвестна.

Тогава установена фазова разлика φ_0 трябва да бъде около $+\pi/2$ или $-\pi/2$, при това напрежението u_d ще минава през нулата. Следователно, когато $u_d > 0$ честотата на ГУН ω_{out} ще се увеличава, докато се изравни с ω_{in} и обратно при $u_d < 0$ честотата ω_{out} ще намалява, докато достигне ω_{in} .

В интервала $\pm \pi/4$ от устойчивата точка φ_0 характеристиката на фазовия детектор е приблизително линейна. Тогава при $\varphi = \varphi_0 + \theta$ се получава

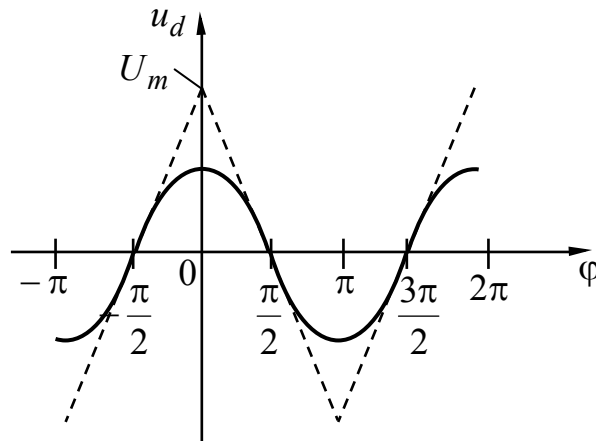
$$(3.17) \quad u_d = \frac{U_m}{2} \cos(\varphi_0 + \theta) = \pm \frac{U_m}{2} \sin \theta \approx \pm \frac{U_m}{2} \theta.$$

Тогава за коефициента на предаване на фазовия детектор се намира

$$(3.18) \quad K_d' = \pm U_m / 2.$$

Ако вместо два синусоидални сигнала се използват два правоъгълни сигнала с амплитуди $\pm U_m$, предавателната характеристика на фазовия детектор е триъгълна и линейна около $\pi/2$, както е показано на фиг. 3.5 с прекъсвана линия. Устойчивата работна точка може да се намери от формулата $\varphi_0 = \pm(\pi/2) \pm n.2\pi$. Коефициентът на фазовия детектор в този случай се получава

$$(3.19) \quad K'_d = \pm 2U_m / \pi.$$



Фиг. 3.5. Предавателна характеристика на аналогов умножител, използван като фазов детектор.

3.2.2. Нискочестотни филтри

Нискочестотният филтър във фазово затворената верига изглажда пулсациите в изхода на фазовия детектор, а оттам и флукуациите в честотата на изходния сигнал. Обикновено филтрите са от първи ред за да се избегне самовъзбуждане. Когато се използва обикновена RC верига като НЧФ след честотата на среза наклонът на характеристиката ѝ е $-20\text{dB}/\text{dec}$. Ако в следствие на допълнителни фазови измествания (предизвикани от ГУН или усилвателя) наклонът на характеристиката в зоната на единичното усилване (пресичането на честотната ос) стане $-40\text{dB}/\text{dec}$, може да настъпи самовъзбуждане.

За да се избегне самовъзбуждането, в затворената верига последователно на кондензатора се свързва резистор, както е показано на фиг. 3.6а. Съответстващата комплексна предавателна функция на филтъра има вида

$$(3.20a) \quad H_{LP}(j\omega) = \frac{1 + j\omega R_2 C_1}{1 + j\omega(R_1 + R_2)C_1} = \frac{1 + j \frac{f}{f_z}}{1 + j \frac{f}{f_p}},$$

където $f_p = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)C_1}$ и $f_z = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$ са полюсните честоти на филтъра.

Модулът на предавателната функция (3.20а) има вида

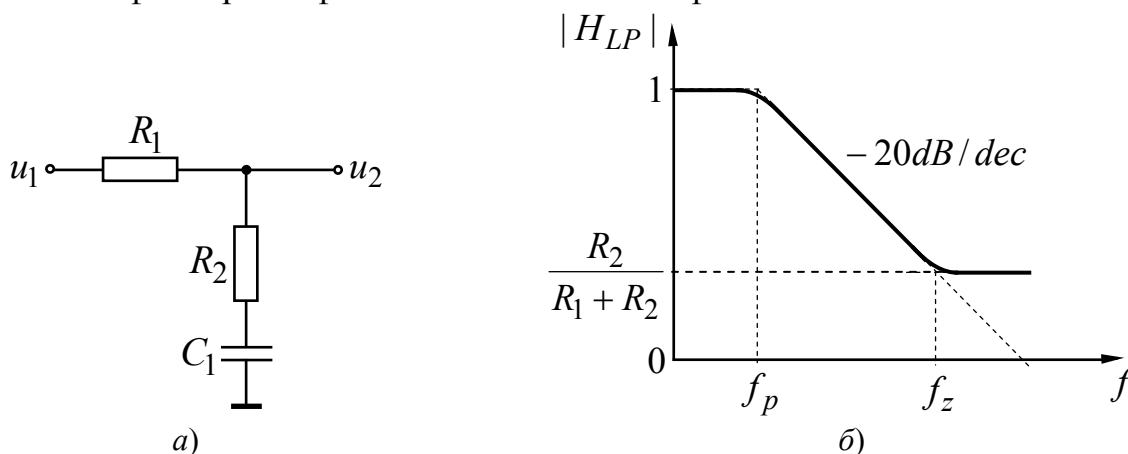
$$(3.20b) \quad |H_{LP}(j\omega)| = \sqrt{\frac{1 + (f/f_z)^2}{1 + (f/f_p)^2}}.$$

Анализът на (3.20б) води до следните резултати:

- За $f = 0$ коефициентът на предаване е единица;
- За $f_p < f < f_z$ коефициентът на предаване намалява с наклон $-20\text{dB}/\text{dec}$;

– За $f > f_z$ спадът на характеристиката се преустановява като $|H_{LP}| = R_2 / (R_1 + R_2)$. Така в пълната характеристика на коефициента на предаване на фазово затворената верига в областта на единичното усилване се осигурява наклон $-20\text{dB}/\text{dec}$.

АЧХ на филтъра от фиг. 3.6а е показана на фиг. 3.6б.



Фиг. 3.6. Нискочестотен филтър от първи ред: а) – електрическа схема; б) – амплитудно-честотна характеристика.

При практическа реализация на електронни схеми с фазово затворени вериги може да се използва и филтър от по-висок ред, но тогава трябва да се решават сериозни проблеми по осигуряване на устойчивостта.

3.2.3. Генератори, управлявани с напрежение или ток

Три са основните видове генератори, използвани във фазово затворените вериги – преобразуватели на напрежение в честота или на ток в честота, РС мултивибратори и LC генератори. Изборът на генератор за конкретното приложение се определя от две основни съображения:

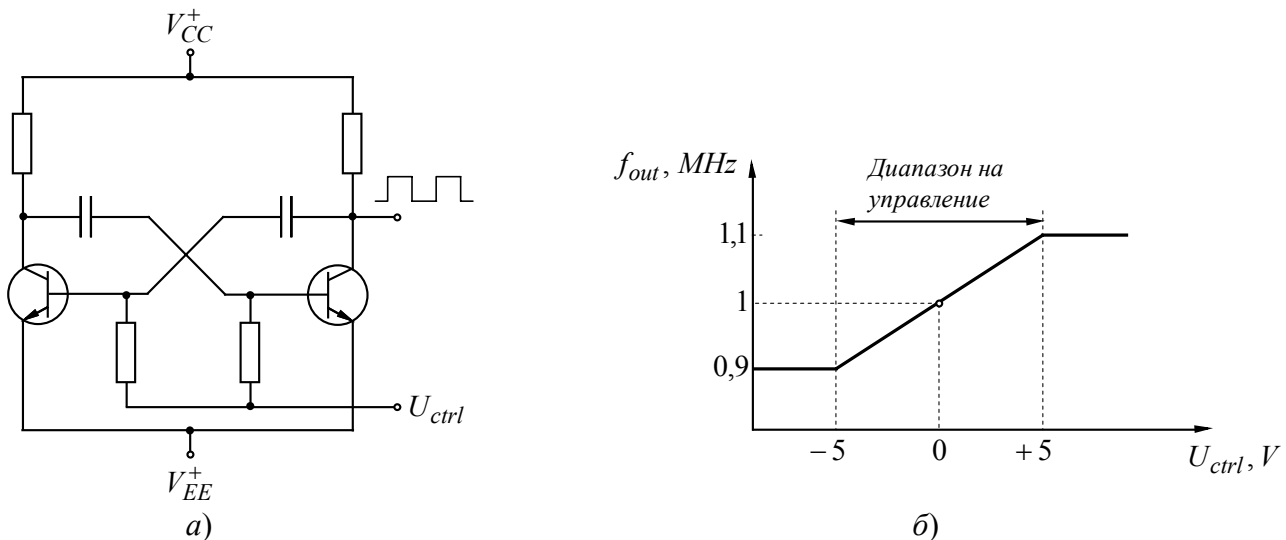
– честотна и фазова стабилност. Честотата и фазата на изходния сигнал на генератора могат да бъдат повлияни от различни дестабилизиращи фактори, изменението на околната температура или стареенето на елементите. При достатъчно силни изменения може дори да се загуби синхронизация между входния и изходния сигнал. Затова се предпочитат генератори, чиито параметри на изходния сигнал остават непромени в определени граници на изменение на дестабилизиращите фактори;

– широк диапазон на управление. Желателно е генераторът да бъде в състояние да се синхронизира във фазово затворената верига в широк диапазон на честотата на входния сигнал. Колкото по широк е работния диапазон, толкова по-лесно е да се установи синхронизацията в затворената верига и толкова по-лесно е тя да бъде удържана.

Горните изисквания са взаимно противоречиви. Широкият диапазон на изменение на честотата изисква широк диапазон на управление, при това се получава по-голямо влияние на температурата и другите дестабилизиращи фактори.

Първият вид генератори, управлявани с напрежение (Voltage controlled oscillator – VCO) се реализират въз основа на функционалните генератори с управление на честотата на изходния сигнал, разгледани в глава 9. При тях честотата f_{out} на изходния сигнал е правопрпорционална на опорното напрежение U_{ref} . Този вид управляеми генератори са в основата и на аналогово-цифровите преобразуватели, в които се извършва междинно преобразуване на входната аналогова величина в честота (т. 11.9) или т.нар. преобразуватели на напрежение в честота (U/f – преобразуватели). Ако в схемата от фиг. 11.34а резисторът R_{in} се премахне и директно от източник на ток се подаде i_{in} се получава преобразувател на ток в честота (I/f – преобразуватели) или генератор, управляван с ток (Current controlled oscillator – CCO). U/f – и I/f – преобразувателите се характеризират с най-голяма линейност на предавателната характеристика, като работната област на управление на честотата достига $1 \dots 2MHz$. Освен това предавателната им характеристика минава през нулата, т.е. когато входната аналогова величина има стойност нула на изхода на схемата няма трептения.

Когато са необходими по-високи работни честоти за PLL схемите се използват RC или LC управляеми генератори. За тях типичните стойности на диапазона на управление на честотата са от $\pm 10\%$ до $\pm 50\%$ от собствената честота f_0 .

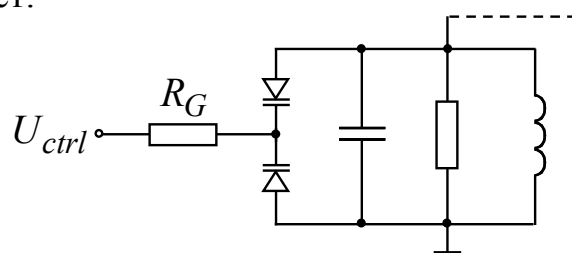


Фиг. 3.7. Генератор, управляван с напрежение: а) – електрическа схема; б) – предавателна характеристика.

В честотния диапазон от 1 до $50MHz$ се използват най-често мултивибратори, реализирани с транзистори и RC елементи. Примерна електрическа схема на мултивибратор е показана на фиг. 3.7а, а съответната предавателна характеристика е дадена на фиг. 3.7б. При промяна на управляващото напрежение U_{ctrl} от $-5V$ до $+5V$ честотата на изходния сигнал се изменя от

0,9MHz до 1,1MHz. Извън работния диапазон на управление честотата f_{out} не се променя.

За работа при високи честоти (над 50MHz) се използват управляеми LC генератори. Този вид генератори се получават въз основа класическите схеми на Хартли и Колпитц [8, 25], като един от кондензаторите в избирателната верига се замени с двойка последователно насрещно свързани варикапи, както е показано на фиг. 3.8. Управляващото напрежение U_{ctrl} се подава през резистора R_G към общата точка на катодите на двата варикапа. Чрез прилагане на постоянно напрежение U_{ctrl} върху двата варикапа се управляват техните капацитети, а от там и резонансната честота на кръга. В резултат на това се променя и честотата на изходния сигнал на генераторната схема. При оразмеряване на избирателната верига следва съпротивлението R_G да се избере много по-голямо от еквивалентното резонансно съпротивление на избирателната верига. В противен случай се намалява качественият фактор, а от там и коефициентът на честотна стабилност.



Фиг. 3.8. Избирателна верига с варикапи за генератор, управляван с напрежение.

3.2.4. Примерни интегрални схеми на фазово затворени вериги и елементи за тях

Поради широкото приложение на PLL схемите в съвременните електронни уреди и системи редица фирми произвеждат монолитни интегрални схеми, използващи функциите на структурата от фиг. 3.1. В таблица 3.1 са систематизирани някои интегрални PLL схеми с техните основни експлоатационни параметри. Освен това в таблицата са дадени и параметри на елементи за PLL схеми, като фазови детектори, генератори, управлявани с напрежение и др.

Таблица 3.1. Монолитни ИС на фазово затворени вериги (PLLs) и елементи за тях.

Тип ИС	Производител	Технология	Честотна лента	Принцип на работа
Фазови детектори				
AD9901	Analog D.	TTL/ECL	... 200 MHz	Честотен/Фазов детектор
MC4044	Motorola	TTL	... 20 MHz	Честотен/Фазов детектор
MC12040	Motorola	ECL	... 80 MHz	Честотен/Фазов детектор
MCH12140	Motorola	ECL	... 800 MHz	Честотен/Фазов детектор
AD834	Analog D.	Bipolar	... 500 MHz	Аналогов умножител
EL4084	Elantec	Bipolar	... 250 MHz	Аналогов умножител
XR2228	Exar	Bipolar	... 50 MHz	Аналогов умножител

AD783	Analog D.	Bipolar	... 15 MHz	Аналогова памет
AD9100	Analog D.	Bipolar	... 200 MHz	Аналогова памет
LF398	National	Bifet	... 0,3 MHz	Аналогова памет
Управляеми генератори, VCOs				
XR2209	Exar	TTL	... 1 MHz	Мултивибратор
MC4024	Motorola	TTL	... 20 MHz	Мултивибратор
MC12100	Motorola	ECL	... 200 MHz	Мултивибратор
74LS624	Texas I.	TTL	... 20 MHz	Мултивибратор
VFC110	TI or Burr B.	Bipolar	... 4 MHz	Преобраз. с уравн. на заряд
MC12061	Motorola	ECL	... 20 MHz	Кварцов генератор
D110	Fujitsu	TTL	... 30 MHz	Пиезогенератор
MC12148	Motorola	ECL	... 1100 MHz	LC генератор
MAX2605...2609	Maxim	Bipolar	45 ... 650 MHz	LC генератор
MAX2622...24	Maxim	Bipolar	855 ... 998 MHz	LC генератор
Phase-Locked Loops, PLLs				
74HC4046	няколко фирми	CMOS	... 20 MHz	Phd + VCO
AD800	Analog D.	ECL	... 155 MHz	Phd + VCO
MC12429	Motorola	ECL	... 400 MHz	Phd + VCO + Делител
DP8512	National	ECL	... 225 MHz	Phd + VCO + Делител
NE568	Philips	Bipolar	... 150 MHz	Phd + VCO
SY89061	Synergy	ECL	... 700 MHz	Phd + VCO + Делител
SY89421	Synergy	ECL	... 1100 MHz	Phd + VCO + Делител
SY89429	Synergy	ECL	... 400 MHz	Phd + VCO + Делител
TLC2932	Texas I.	TTL	... 32 MHz	Phd + VCO
TQ2061	Triquint	GaAs	... 700 MHz	Phd + VCO + Делител
LMX2324, 2353	National	BiCMOS	0,5 ... 2,8 GHz	Phd + VCO + Делител
LMX2370...72	National	BiCMOS	0,5 ... 2,8GHz	Phd + VCO + Делител

3.3. Приложения на фазово затворените вериги

Приложенията на фазово затворените вериги са многобройни в електронната техника. Почти във всяко радиотехническо устройство има една или няколко PLL схеми. Тук са разгледани някои основни приложни схеми с PLL, като за част от тях е дадено и примерно оразмеряване на елементите.

3.3.1. FM демодулятор

Честотната модулация (Frequency modulation – FM) е с най-характерното приложение в системите за радиоразпръскване на ултракъси вълни (УКВ) в честотния обхват от 30MHz до 300MHz. При тази модулация честотата на носещ (високочестотен) сигнал се изменя в съответствие с параметрите на информационен (нискочестотен) сигнал.

Честотната модулация се реализира с ГУН. За целта е необходимо собствената честота f_0 на ГУН да бъде равна на честотата на носещия сигнал, която е със стойност между минималната и максималната честота на модулирания сигнал.

За реализация на FM демодулатори могат да бъдат използвани фазово затворени вериги, като за целта към входа им вместо сигнал от опорен

генератор се подава честотно модулиран сигнал, а изходният демодулиран сигнал се получава след усилвателя (фиг. 3.1). За нормалната работа на схемата е необходимо PLL да бъде в режим на задържане в областта на изменение на честотата на входния сигнал. Тогава напрежението u_{ctrl} ще бъде пропорционално на честотата на входния сигнал, а от там и на параметрите на информационния сигнал.

3.3.2. Честотна деманипулация

При честотна манипулация честотата на модулирания сигнал се изменя между две точно определени стойности. Например за предаване на цифрови сигнали, представляващи поредица от битове (логическа „1” или „0”) по телефонна линия може да бъде използвана следната двойка честоти: $f_1 = 950\text{Hz}$ за логическа нула и $f_2 = 1050\text{Hz}$ за логическа единица (т.е. $0 \cong 950\text{Hz}$ и $1 \cong 1050\text{Hz}$). Този метод се нарича още FSK (frequency shift keying) модулация.

Честотната манипулация най-често се реализира с ГУН. За целта е необходимо собствената честота f_0 на ГУН да бъде равна на честотата на носещия сигнал, която е със стойност между f_1 и f_2 .

За реализацията на честотна деманипулация може да се използва схемата от фиг. 3.1, като в изхода на усилвателя се включва компаратор, който да възстанови цифровия сигнал. Тогава, ако PLL схемата е в режим на задържане и за двете честоти f_1 и f_2 , управляващото напрежение на ГУН, което се подава към входа на компаратора, ще има следните стойности: $U_{ctrl1} = (f_1 - f_0)/K_0$ и $U_{ctrl2} = (f_2 - f_0)/K_0$. Ако компараторът на напрежение е без хистерезис, към втория му вход се подава опорно напрежение U_{ref} . За да се минимизира броят на сгрешените битове, напрежението U_{ref} трябва да бъде еднакво отдалечено от U_{ctrl1} и U_{ctrl2} . Опорното напрежение трябва да бъде в интервала $U_{ctrl1} < U_{ref} < U_{ctrl2}$. Следователно, при напрежение U_{ctrl1} в изхода на компаратора ще се получи напрежение, съответстващо на логическата нула, а при напрежение U_{ctrl2} в изхода му ще се получава логическа единица.

3.3.3. Честотен синтезатор

Едно от основните приложения на фазово затворените вериги е за синтезиране на набор от сигнали със стабилни честоти, различаващи се помежду си със строго определен коефициент. Синтезирането се извършва от сигнал с една основна честота, като производните запазват нейната стабилност.

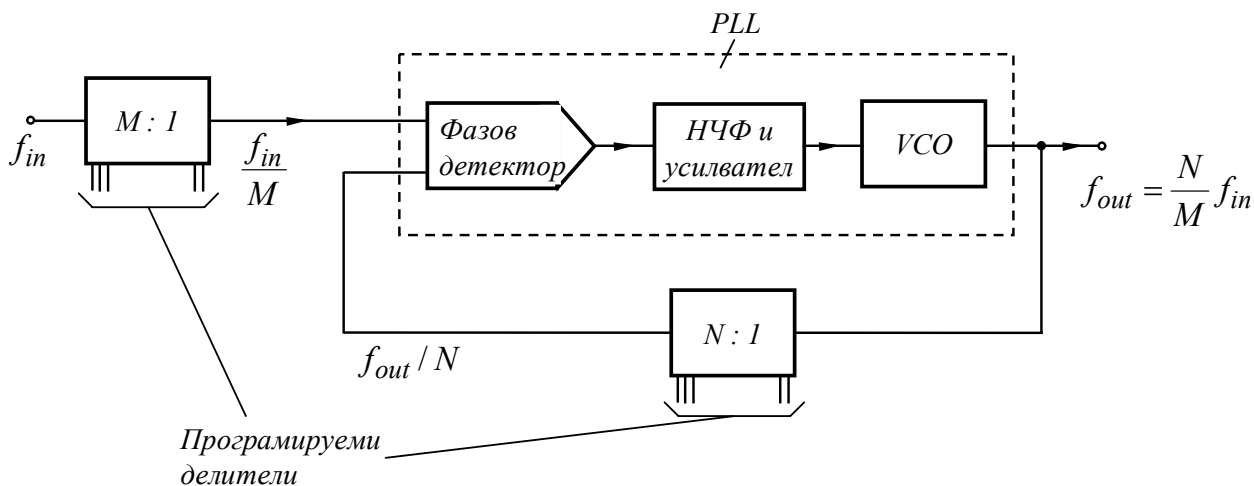
Основната блокова схема на честотен синтезатор с PLL е показана на фиг. 3.9. В нея към входовете на фазов детектор на PLL схема са включени два програмируеми делители с коефициенти, съответно M и N . Тогава честотата на управляемия генератор се установява такава, че да се изпълни равенството

$$(3.21a) \quad \frac{f_{in}}{M} = \frac{f_{out}}{N}.$$

Следователно, за честотата на сигнала в изхода на ГУН се получава

$$(3.21б) \quad f_{out} = \frac{N}{M} f_{in}.$$

Променяйки M и N , от опорната честота f_{in} се получават различни честоти, при това със стабилността на f_{in} .



Фиг. 3.9. Програмируем честотен синтезатор.

В този случай фазовият детектор ще работи при значително изменение на честотата ГУН, като управляващото напрежение u_{ctrl} не бива да съдържа пулсации. В противен случай вместо формата на сигнала, показана на фиг. 3.1, изходния сигнал ще бъде честотно модулиран от нежеланите пулсации.

За да се схване по-ясно приложимостта на програмируемите синтезатори с PLL на фиг. 3.10 е показана схема на хетеродинен генератор със смесител (преобразувател на честота) за радиоприемници, работещ в УКВ обхвата от $87,5MHz$ до $104MHz$.

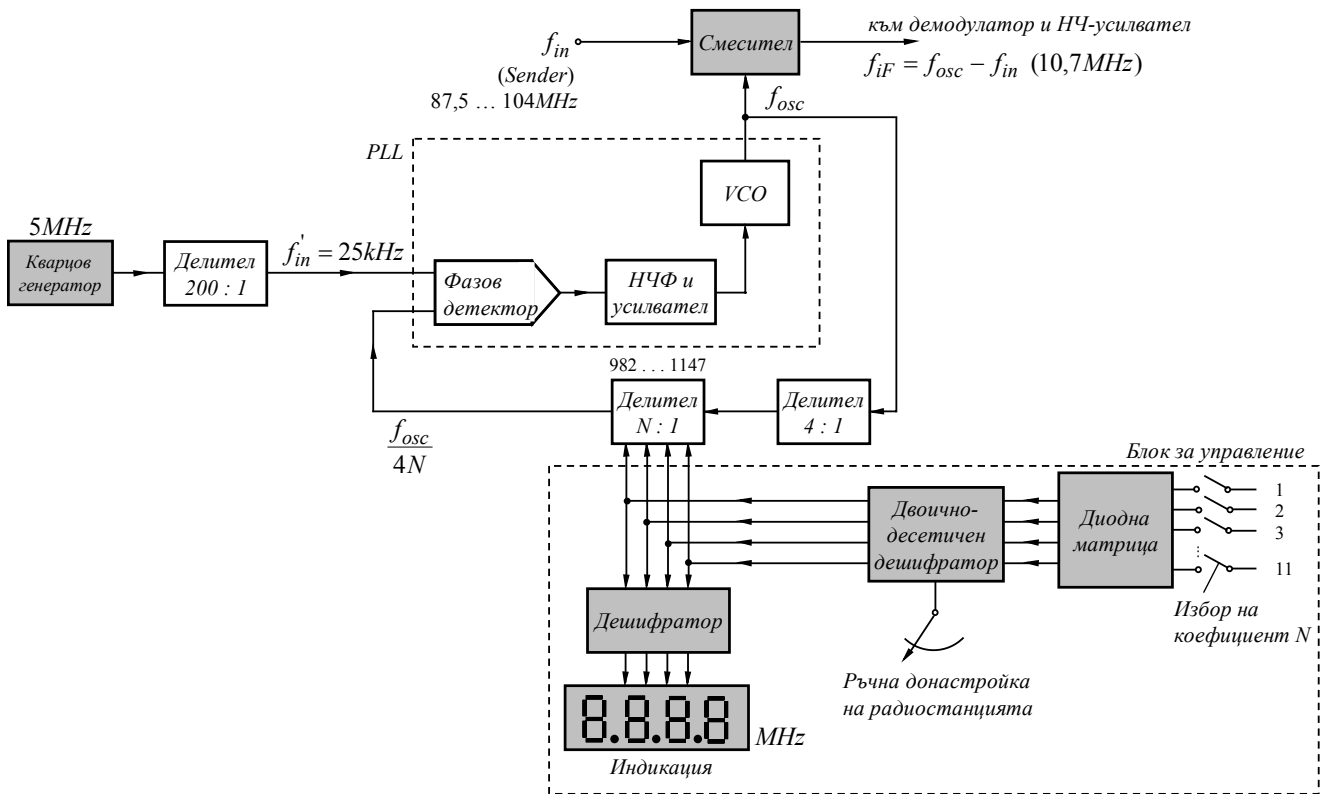
Във веригата за обратната връзка на PLL са включени три делителя. Два от тях са с постоянен коефициент на делене съответно равни на 4 и 200, а третият е с променлив коефициент N , като диапазонът на изменение е от 982 до 1147. Освен това от кварцово стабилизиран генератор се получава трептене с честота $5MHz$, което се подава към делителя с коефициент 200, при което за честотата на входния сигнал на PLL се получава $f'_{in} = 25kHz$. След това така получената честота постъпва на единия вход на фазовия детектор. На другия му вход се подава сигнал с честота $f_{osc}/4N$. Следователно, за честотата на сигнала в изхода на ГУН се получава

$$(3.22) \quad f_{osc} = \frac{4N}{200} \cdot 5MHz = N \cdot 100kHz.$$

Тогава в диапазона на изменение на коефициента N честотата на генератора се променя от $98,2MHz$ до $114,7MHz$ или за всяка радиостанция в

честотния обхват от 87,5MHz до 104MHz в изхода на смесителя ще се получи сигнал с постоянна честота $f_{iF} = f_{osc} - f_{in} = 10,7MHz$.

Така формираното трептение с честота 10,7MHz се подава на междинно-честотен усилвател и демодулятор за възстановяване на информационния сигнал.



Фиг. 3.3. Програмируем честотен синтезатор в УКВ преобразувател на честота.

Изборът на коефициента на делене N , а оттам и на честотата за определена радиостанция, се осъществява от блока за управление, показан на фиг. 3.3. Например, за да работи радиоприемник на станция с честота $f_{in} = 92,4MHz$, то ГУН трябва да произвежда трептение с честота $f_{osc} = 103,1MHz$ (при коефициент на делене $N=1031$) така, че в изхода на смесителя да се получи

$$f_{iF} = f_{osc} - f_{in} = 103,1 \cdot 10^6 - 92,4 \cdot 10^6 = 10,7MHz .$$