

6.3. Преобразуване на функционалната структура на сигналите. Усилване на сигналите

Под преобразуване на функционалната структура на сигналите се разбира такова преобразуване на сигнала $S(t, \vec{a})$, при което се променя функционалната зависимост $S(t)$, а под преобразуване на параметъра-големината на параметъра \vec{a} .

Известно е, че линейното усилване е свързано с увеличаване на амплитудата на входния сигнал, т.е. преобразува се параметъра. При нелинейното или параметрично усилване сигналът отначало се променя по форма, т.е. преобразува се неговата функционална зависимост, след което от преобразувания сигнал се отделя необходимият с увеличена амплитуда. От това следва, че нелинейното параметрично усилване е свързано с преобразуване на функционалната структура на сигналите.

Не винаги обаче е възможно да се прекара една точна граница между преобразуването на функционалната структура и преобразуването на параметрите на сигнала, поради което по-долу условно е показано разпределението на преобразуванията по групи.

Към преобразуване на функционалната структура се отнасят:

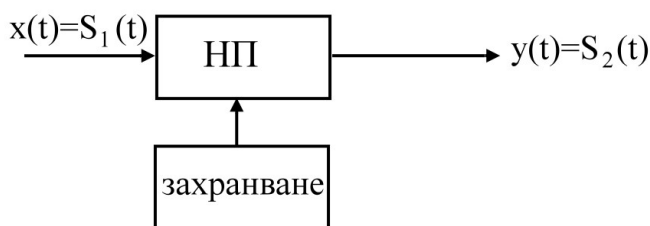
- усилване
- токоизправяне
- умножение и деление на честотата
- ограничение и стабилизация
- транспониране на спектъра (преобразуване на честотата)
- умножение и деление на сигналите

Към преобразуването на функционалната структура се отнасят и диференцирането, интегрирането, задръжката и т.н. обаче тъй като тези преобразувания се явяват линейни, те няма да бъдат разгледани.

Общата задача при преобразуване на функционалната структура на сигналите се състои в избор на преобразувател, с помощта на който сигнала $S_1(t)$ се преобразува в сигнала $S_2(t)$. При нелинейното преобразуване тази задача се свежда към определяне на оператора L от уравнението $S_2(t)=L[S_1(t)]$. Тук и в следващия раздел ще бъдат разгледани някои основни случаи от преобразуването на функционалната структура на сигналите.

Задачата за усилване на електрическите сигнали може да се формулира по следния начин: На входа на някакъв преобразувател (фиг. 6.10) се подава сигнал $x(t)= S_1(t)$; на изхода трябва да се получи

преобразувания сигнал $y(t) = S_2(t) = k S_1(t - \tau)$; $k > 1$ повтарящ формата на входния сигнал, но усилен за сметка на енергията на местния източник. Закъснението по време τ не изкривява формата на сигнала.



фиг. 6.10

Целева функция при създаването на такъв усилвател се явява неговата характеристика на преобразуване, т.е. характеристиката на усилване $S_2 = k S_1$, която се представя като права линия. Наличието на по-сложна зависимост $S_2(S_1)$ води до изкривяване.

Преди да се разгледа нелинейното усилване ще дадем някои основни неща от принципите на линейното усилване. За тази цел се разглежда проходната динамична характеристика на транзисторно усилвателно стъпало апроксимирана с права линия (фиг. 6.11). Ще припомним, че тази характеристика се получава чрез товарната права по променлив ток и характеристиката на транзистора.

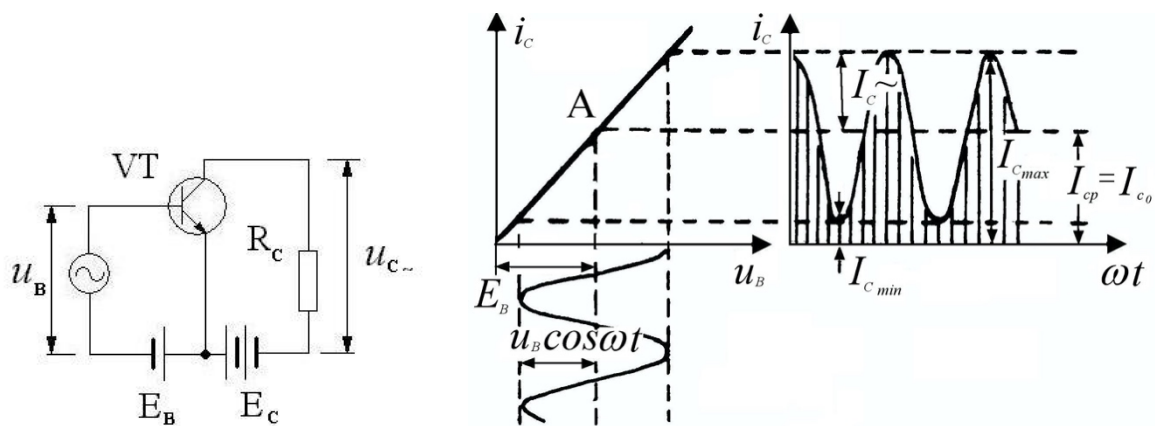
Работната точка А се избира върху апроксимираната проходна характеристика така, че да не излиза извън линейната и част. При тези условия колекторния ток ще повтаря изменението на напрежението на източника на сигнал.

Избирайки съпротивлението в колекторната верига R_C достатъчно голямо, върху него се получава променливо напрежение

$$u_{c\sim} = I_c R_c \quad (6.17)$$

много пъти по-голямо от приложеното входно напрежение, т.е. входният сигнал се явява усилен, като коефициента на усилване е

$$k = \frac{u_c}{u_B} = \frac{i_c R_c}{u_B} = S R_c \quad (6.18)$$



фиг. 6.11

Токът, който протича през товарния резистор, ще съдържа две съставки-постоянна и променлива, съответно с амплитуди I_{c0} и $I_{c\sim}$. По тази причина характеристиката на преобразуване ще има вида

$$i_C(u_B) = S(u_B) \quad (6.19)$$

Стръмността на линейния участък на характеристиката на транзистора няма да зависи от амплитудата на приложеното напрежение и затова връзката между i_C и u_B се явява линейна.

Линейното усилване не може да има високи енергетични показатели, тъй като мощността, която се отделя в товара съдържа променлива съставляща, която е много по-малка от консумираната постояннотокова мощност

$$P_1 = 0,5 I_{c\sim} U_{c\sim} \quad (6.20)$$

От фиг. 6.11 се вижда, че $I_{c\sim} \leq I_{c0}$, а амплитудата на напрежението $U_{c\sim}$ върху товара не може да превиши напрежението на захранващия източник, т.е.

$$U_{c\sim} \leq E_C$$

Ако се приеме, че $I_{c\sim} = I_{c0}$ и $U_{c\sim} = E_C$, то коефициентът на полезно действие на усилвателното стъпало ще бъде:

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{0,5 I_{c\sim} U_{c\sim}}{I_{c0} E_{c0}} = 0,5 \quad (6.21)$$

Следователно, даже и в най-благоприятния случай, коефициентът на полезно действие не може да превиши 50%.

Такъв режим на усилвателя се нарича *режим клас А*. Той се характеризира с това, че ток протича през колекторната верига в продължение на целия период на входното въздействие (ъгълът на отсечка на колекторния ток θ е равен на 180°) и големината на постоянната съставка не зависи от амплитудата на сигнала. Освен това,

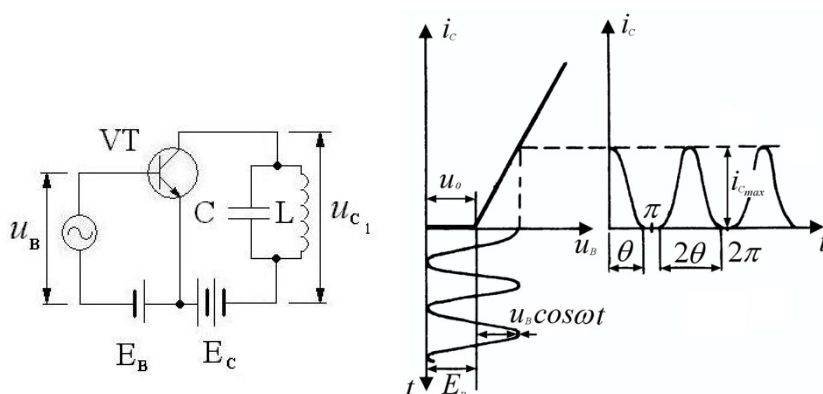
когато $U_B = 0$ от захранващия източник се консумира безполезна енергия.

От енергетична гледна точка може да се предполага, че по-изгоден ще бъде режимът при $\theta = 180^\circ$. В този случай обаче изходния ток може да се намери като

$$I_{C1} = \alpha_1 I_{Cmax} \quad I_{C0} = \alpha_0 I_{Cmax} \quad , \quad (6.22)$$

където α_1 се явява първата (основана) хармонична на този ток.

Отношението α_1/α_0 се явява функция на ъгъла на отсечка на колекторния ток. С намаляване на α_1/α_0 това отношение клони към 2, (виж. фиг. 4.10), а коефициентът на полезно действие (к.п.д.) η клони към 1.



фиг. 6.12

Характерна особеност в този случай е това, че при $\theta < 180^\circ$ колекторният ток i_C не повтаря формата на входния сигнал; той има формата на импулси и следователно ще съдържа много хармонични съставлящи (фиг. 6.12) като полезна се явява само първата. За отделянето и се използва филтър-настроен паралелен трептящ кръг. Такъв режим на работа се нарича *клас В*.

Усилвател, който работи в клас различен от А и има за товар настроен трептящ кръг се нарича *резонансен усилвател на напрежение*. Неговата структура не се отличава от схемата на кой да е нелинеен преобразувател.

При усиляване на колебанията при резонансната честота, върху трептящия кръг ще се отложи напрежение:

$$U_{C1} = R_{eo} I_{C1} \quad (6.23)$$

В този случай ъгълът на отсечка на колекторния ток не зависи от амплитудата на сигнала и $\theta = 90^\circ$. При това коефициента $\alpha_1 = 0,5$ и е също постоянен. В този случай

$$I_{Cmax} = S u_B \quad , \quad (6.24)$$

характеристиката на преобразуване е линейна

$$I_{C1} = 0,5 S u_B \quad (6.25)$$

и хармоничният сигнал се усилва без изкривявания.

При ъгъл $\theta = 90^\circ$, отношението $\alpha_1/\alpha_0 = \pi/2$ и от израза за к.п.д. следва, че

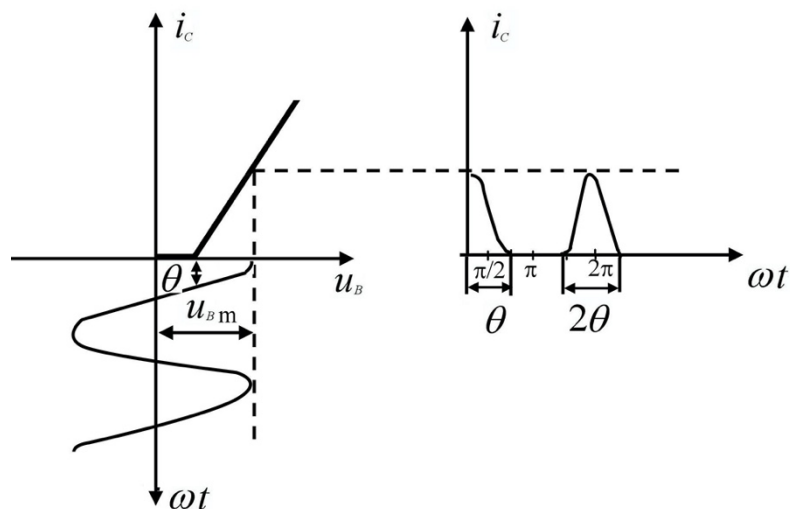
$$\eta = 0,5 \pi/2 = 0,785 \quad (6.25)$$

т.е. той е с 50% по-добър от този при режим клас А. Освен това, тук липсва безполезна консумация на енергия при липса на входен управляващ сигнал.

Още по-изгоден от енергетична гледна точка е *режим клас С*, който се получава при ъгъл $\theta < 90^\circ$ (фиг. 6.13). Принципната схема на такъв усилвател не се различава от тази на фиг. 6.12

Той се използва главно за усиление на високочестотни сигнали, тъй като изходният сигнал съдържа много хармонични. Поради високия к.п.д., достигащ 80 и по-вече процента, режим клас С широко се използва в мощните резонансни усилватели на мощност (например в радиопредавателните устройства), където товар се явява паралелен трептящ кръг, настроен на честотата на подавания входен синусоидален сигнал или на една от неговите висши хармонични.

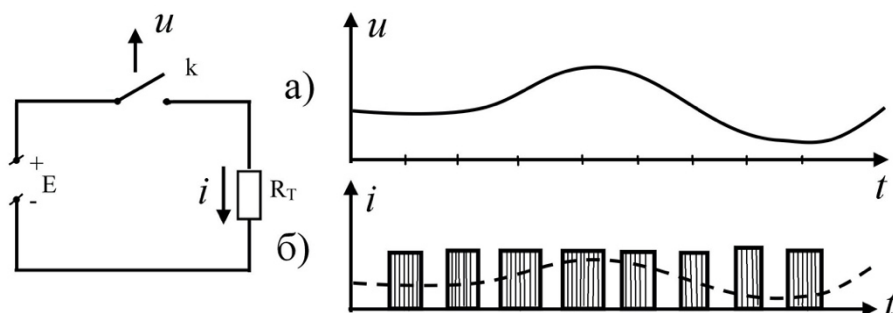
За усиление на сигнали с ниска честота се използва клас А или клас В. За да могат да се съчетаят всички предимства, които имат тези класове (а също и да се избягнат техните недостатъци) се използва комбинацията от два усилвателя работещи в клас В. Тяхната обща характеристика не се отличава от линейната. Такава схема се нарича *двухактна*.



фиг. 6.13

Наред с нелинейните усилватели широко приложение намират и *параметричните усилватели*. Параметричен усилвател, в който като

източник на енергия се използва постоянен ток се нарича *усилвател клас D*. Техният принцип на действие лесно може да се разбере от фиг. 6.14 а, б.



фиг. 6.14

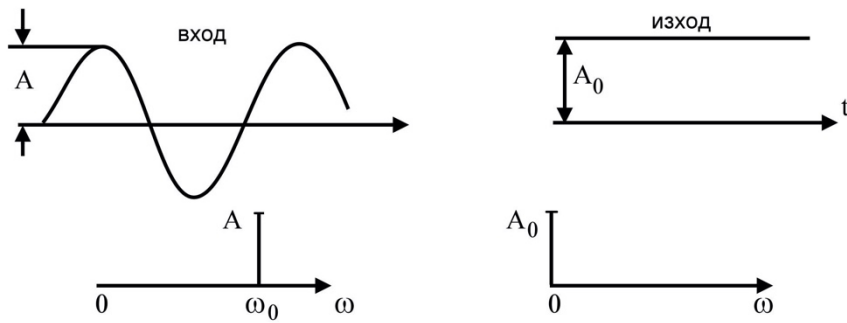
Във верига, състояща се от източник на постоянно напрежение E , ключ k и товар R_T , токът i причинява загуби на енергия само тогава, когато ключът е затворен. Следователно, съпротивлението на основната верига се мени от нула, (затварянето на ключа), до безкрайност (отварянето на ключа).

Ако си представим, че ключът се управлява със сигнал u (фиг.6.14 а), то продължителността при всяко затваряне ще съответства на избраната моментна стойност на напрежението, което се усилва (фиг. 6.14 б). Токът i във веригата ще има форма на импулси с еднаква височина, но с различна продължителност. Средната стойност за един период на следване на импулсите ще повтаря формата на усилваното напрежение. Такъв усилвател има к.п.д. близък до 100 %.

6.4. Токоизправяне на променлив ток. Умножение на честотата

В повечето случаи енергията за захранване на дадена апаратура за връзка постъпва във вид на енергия на променлив ток с промишлена честота, която се преобразува в постоянен ток. Този процес се нарича токоизправяне. Принципът от гледна точка на нелинейната електроника е следния:

На входа на преобразователя постъпва колебанието $S_1(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$, а на неговия изход трябва да се получи $S_2(t) = A_0$. Такова преобразуване, което води до появата на нови спектрални съставлящи, които не са се съдържали във входното въздействие, трябва да се осъществява с помощта на нелинеен или параметричен елемент.



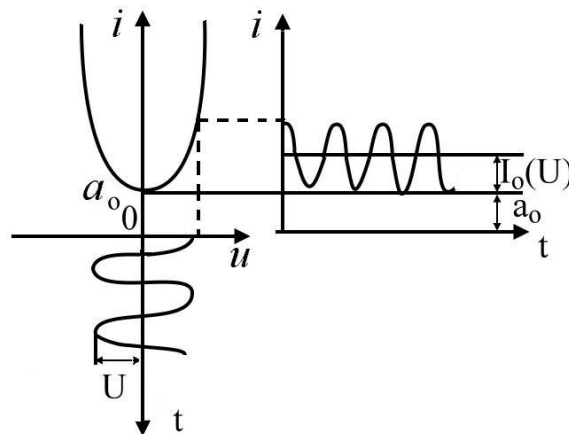
фиг. 6.15

Ще припомним, че с помощта на нелинеен оператор може да се осъществи всякакво нелинейно преобразуване на даден сигнал от вида:

$$L [S_1(t)] = a_0 + a_1 A \cos(\omega_0 t + \varphi) + a_2 A^2 \cos^2(\omega_0 t + \varphi) + \dots$$

Полезната съставяща в дадения случай се явява постоянната съставяща. Нейната големина може да се изчисли при разлагането на степените на косинуса по формулите за кратни дъги. В ефекта на изправянето участват събираеми, съдържащи само четни степени. В резултат на преобразуването се появяват четни хармонични и постоянна съставяща (нулев хармоник) на тока.

Нека е дадена проста четна характеристика (фиг.6.16), апроксимирана с парабола от вида : $i = a_0 + a_2 u^2$.



фиг. 6.16

Поставяйки в горния оператор входното напрежение от вида

$$u = U \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

се получава:

$$\begin{aligned}
 i &= a_0 + a_2 U^2 \cos^2(\omega_0 t + \varphi) = \\
 &= a_0 + \frac{a_2 U^2}{2} + \frac{a_2 U^2}{2} \cos 2(\omega_0 t + \varphi)
 \end{aligned}
 \tag{6.27}$$

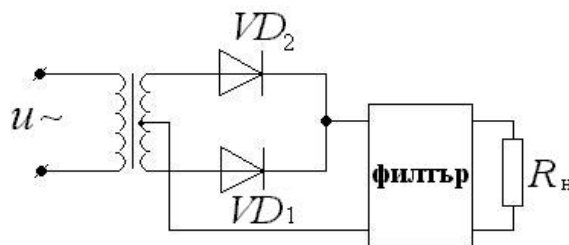
Следва да се подчертае, че токът на покой a_0 не се явява продукт на преобразуването.

Характеристиката на преобразуване (характеристиката на изправяне) се определя с изрази:

$$I_0(U) = a_2 U^2 / 2 \tag{6.28}$$

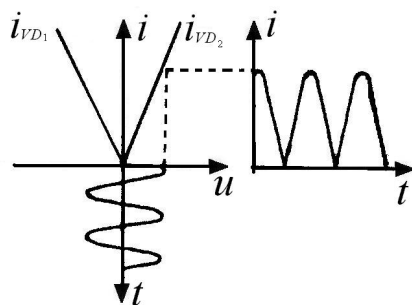
Очевидно е, че се получава втора хармонична на тока със значителна амплитуда, която се отстранява с помощта на филтър.

На фиг. 6.17 е показана схемата на двуполупериоден токоизправител. Напрежението върху диодите постъпва в противофаза: двата диода се отпушват последователно. В общата верига, където токовете през диодите се събират, непрекъснато тече ток, съдържащ постоянна съставяща. Тези процеси се илюстрирани на фиг. 6.18, където характеристиките на диодите са апроксимирани с отрезки от прави линии. Математическото описание на подобни схеми се провежда подобно на случая с парабол, но характеристиката е необходимо да се апроксимира с изрази 6.28

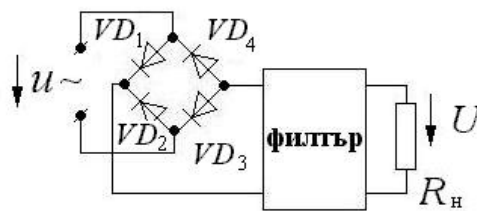


фиг. 6.17

На фиг. 6.19 е показана схема на Гретц (мостова), не изискваща средна точка. През временния интервал съответстващ на положителната полуwave на входното напрежение, ток протича през диода VD_1 , товара и диода VD_3 , а през останалото време-през диода VD_2 , товара и диода VD_4 .



фиг. 6.18



фиг. 6.19

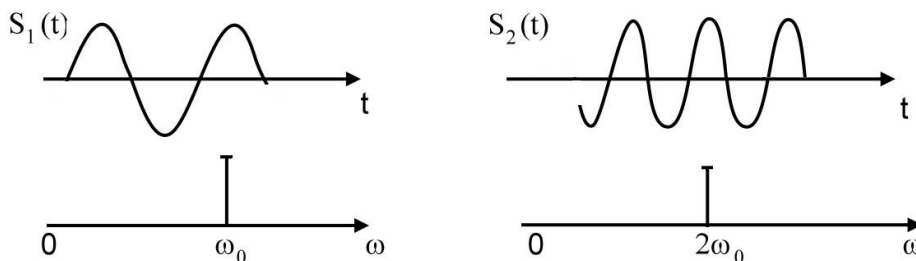
При умножението на честота на входа на нелинейния преобразувател се подава сигнал с честота ω_0 , а на изхода трябва да се получи сигнал с честота $n\omega_0$, където n е всяко цяло положително число, т.е. ако

$$S_1(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad , \quad (6.28)$$

то

$$S_2(t) = B \cos(n \omega_0 t + \varphi) \quad (6.29)$$

Временното и спектрално изображение на сигналите $S_1(t)$ и $S_2(t)$ при $n=2$ е показано на фиг. 6.20.



фиг. 6.20

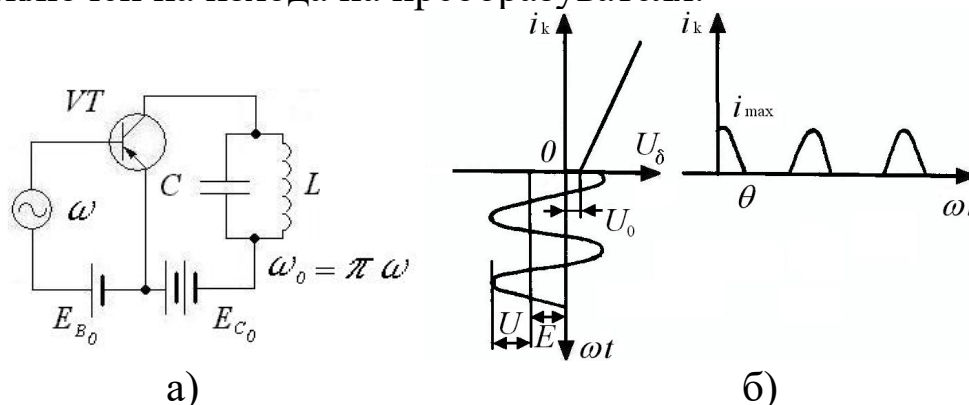
Умножението на честотата се използва в различни електронни и комуникационни апаратури. Например, стабилността на носещата честота в радиопредавателите трябва да бъде твърде висока. За стабилизация на тази честота в задаващите генератори се използват кварцови резонатори. Резонансната честота и дебелината на кварцовата пластинка се намират в обратно пропорционална зависимост, поради което за честота, по-висока от 20 MHz тя трябва да бъде с дебелина части от милиметъра.

По тази причина се използват кварцово стабилизиращи задаващи генератори за ниска честота, а необходимите високочестотни трептения се получават по пътя на умножение на честотата.

Възможността за умножение на честотата не е трудно да се види, записвайки сигнала на входа на нелинейния преобразувател в общ вид с помощта на познатия ни оператор

$$L [S_1(t)] = a_0 + a_1 A \cos(\omega_0 t + \varphi) + a_2 A^2 \cos^2(\omega_0 t + \varphi) + a_3 A^3 \cos^3(\omega_0 t + \varphi) + \dots \quad (6.30)$$

От разлагането на степените на косинуса по формулите за кратни дъги следва, че изходния сигнал съдържа втора, трета и т.н. хармонични. Необходимата хармонична се отделя с помощта на филтър, включен на изхода на преобразувателя.



фиг. 6.21

На фиг. 6.21 а), е показана схемата на умножител на честотата с транзистор. Вижда се, че той по принцип на действие и конструктивно не се различава от схемата показана на фиг. 6.12. Апроксимирайки характеристиката на транзистора с отрезки от прави линии (фиг. 6.21 б) не е трудно с помощта на формулата

$$I_n = \alpha_n(\theta) i_{max} \quad (6.31)$$

Да се определят амплитудите на хармоничните на колекторния ток.

За получаване на най-големи стойности на амплитудата на нужната хармонична при зададено i_{max} е необходимо да се избере ъгъл θ така, че съответният коефициент α_n да има максимална стойност. Оптималният ъгъл на отсечката θ_{opt} се избира от таблици или графики за коефициентите α_n . Ще припомним, че тези коефициенти имат добре изразен максимум при $\theta_{opt} \cong 120^\circ/n$. Например, при удвояване на честотата, оптималният ъгъл на отсечката е равен на 60° .

Известните стойности на θ_{opt} и i_{max} дават възможност от 4.32 и 4.33 да се определи преднапрежението $E = u_0 - U \cos \theta$ и амплитудата на изходното напрежение

$$U = \frac{i_{\max}}{S (1 - \cos \theta)} \quad (6.32)$$

необходими за осигуряване на оптимален ъгъл на умножение на честотата.

От графиките за определяне на коефициента α_n , следва, че при оптимални режими на умножение на честотата съществува не само необходимата хармонична. По тази причина на изхода на умножителя на честота, работещ с отсечка на тока, е необходимо да се включи избираща верига. На фиг. 6.21 а), е показана схемата на умножител на честота с трептящ кръг, настроен на необходимата честота. Тъй като максималната стойност на коефициентите α_n бързо намалява с увеличаване номера на хармоничните, подобни схеми се използват за умножение на честотата само два или три пъти.

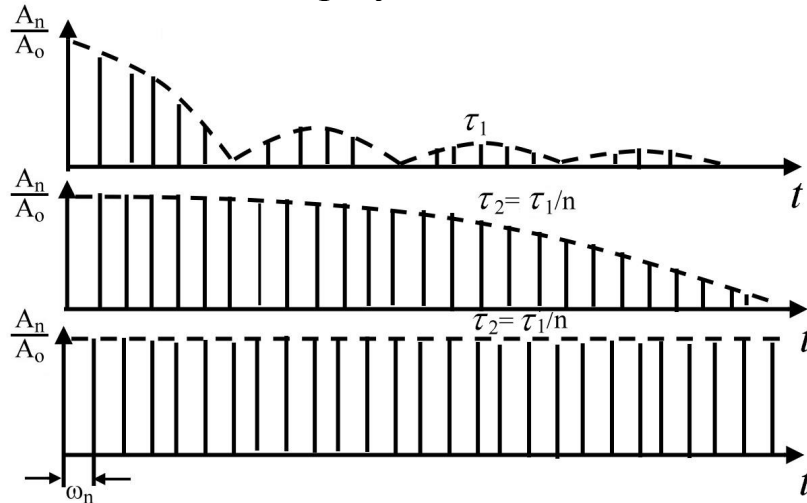
При необходимост от умножение на честотата повече пъти се използват други методи. Нека разгледаме спектралния състав на периодична последователност от правоъгълни импулси $S(t)$ зададен с израза:

$$S(t) = A \left[\frac{\tau}{T_n} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \pi \frac{\tau}{T_n}}{n} \cos n \omega_n t \right] \quad (6.33)$$

В горната формула T_n е периода на повторение на импулсите; $\omega_n = 2\pi / T_n$ - честотата на повторение, τ - продължителността на всеки импулс. Тази последователност съдържа колебания с различни честоти, кратни на честотата на следване на импулсите и може да бъде използвана за умножение на честотата. Необходимата честота се отделя с помощта на теснолентов филтър. За умножение на честотата е необходимо амплитудите на хармоничните от по-висок ред да са достатъчно големи. На фиг. 6.22 са показани спектралните диаграми на периодична последователност от импулси при различни съотношения между A_n/A_0 и τ . Колкото е по-малка продължителността на импулсите в сравнение с техния период на повторение, толкова по-бавно намаляват амплитудите с увеличаване на номера x на хармоничните. Ако $n \pi \frac{\tau}{T_n} \ll 1$, то $\sin n \pi \frac{\tau}{T_n} \approx n \pi \frac{\tau}{T_n}$ и амплитудите на хармоничните ще се определят от равенството:

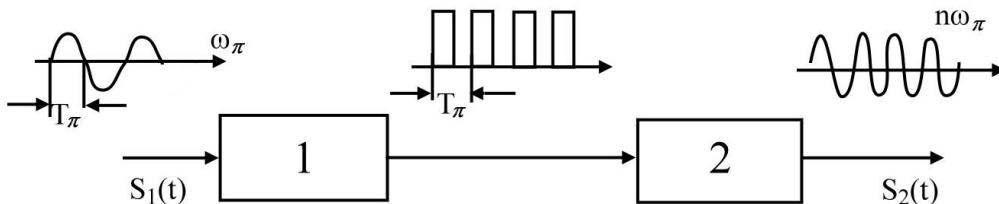
$$A_n \approx \frac{2 A \tau}{T_n} \quad (6.34)$$

и практически не намаляват при увеличаване на n .



фиг. 6.22

Схемата за умножение на честотата повече от 2-3 пъти (фиг. 6.23) трябва да съдържа нелинейно стъпало за формиране на импулсите 1, с помощта на което синусоидалния сигнал със зададена честота се превръща в периодична последователност от правоъгълни импулси със същата честота на повторение (виж фиг. 6.22) и линеен филтър 2, на входа на който се отделя необходимата хармонична $n \omega_n$.

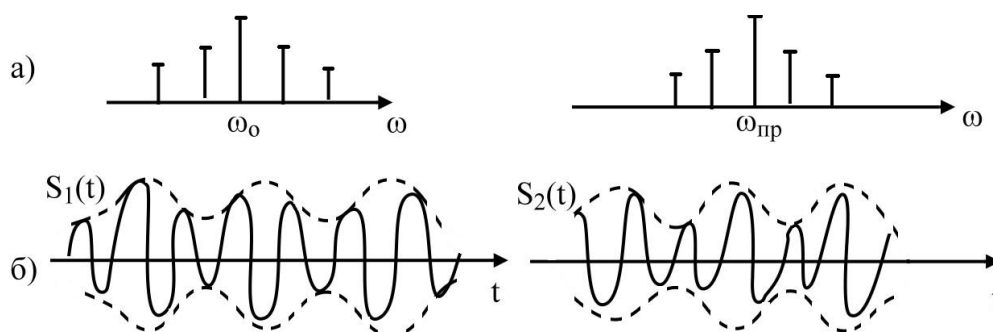


фиг. 6.23

6.5. Транспониране на спектъра на сигналите. Преобразуване на честота - приложение

Задачата за транспониране на спектъра се заключава в преместване на целия спектър на даден сигнал по честотната ос. При това преобразуване съотношенията между комплексните амплитуди на съставлящите на спектъра трябва да останат постоянни. Благодарение на това обвивката на преобразувания сигнал и неговата

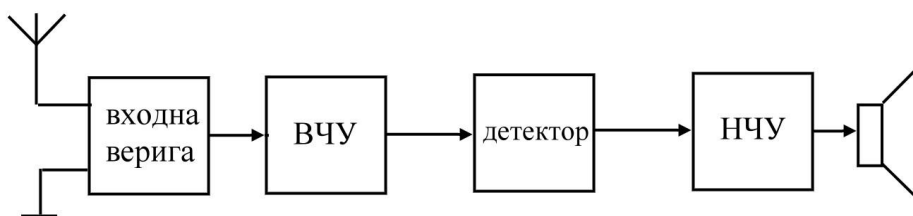
фаза повтарят обвивката и фазата на входния сигнал (фиг. 6.24 б), т.е. ако $S_1(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)]$, то $S_2(t) = kA(t) \cos[\omega_{np} t + \theta(t)]$.



фиг. 6.24

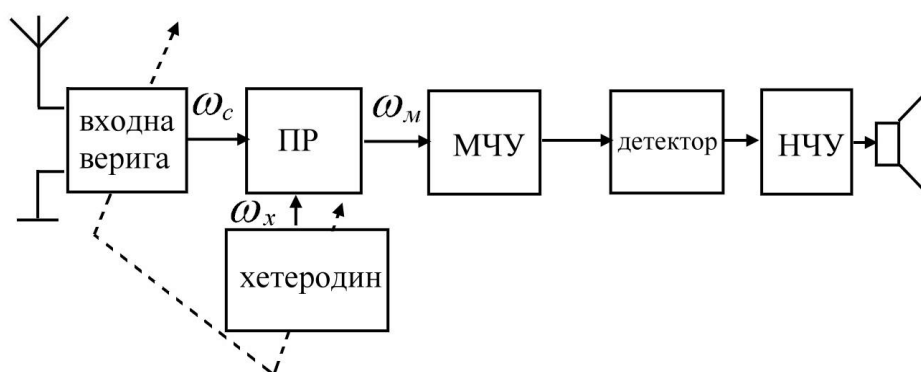
Да разгледаме целесъобразността от използването на транспониране на спектъра при приемане на радиосигнали.

На фиг. 6.25 е показана блоковата схема на радиоприемник с пряко (линейно) усилване. Ще се спрем на някои особености на тази схема. С помощта на избирателна входна верига, приемникът се настройва на честотата на приемащата радиостанция. Усилвателят за високи честоти (ВЧУ) усилва приеманите сигнали до ниво, при което може да се детектират усилените сигнали без съществени изкривявания. Стъпалата на ВЧУ имат избирателни свойства, тъй като в качеството на товар на усилвателните транзистори или микросхеми се използват колебателни кръгове. Общата избирателност на входната верига и усилвателя, трябва да бъде достатъчно висока, за да може на входа на детектора на постъпят спектралните съставлящи само на необходимия сигнал. Тъй като необходимото ниво на входния сигнал постъпващ към детектора трябва да е над 1V, то коефициента на усилване на ВЧУ трябва да е такъв, че да осигури режим на линейно детектиране. Ако нивото на сигналите на входа на приемника е от порядъка на 1 – 100 μV, то резонансният коефициент на усилване трябва да е $10^6 - 10^4$! Единното изпълнение на тези изисквания, предявени към ВЧУ (голямо усилване и висока избирателност), е затруднено от това, че е необходимо приемникът да се настройва на различни честоти. Тъй като това се постига при изменение на параметрите на входната верига и всички трептящи кръгове на ВЧУ, сравнително трудно е да се осигури постоянство на усилването и едновременно с това висока избирателност в целия диапазон на приеманите честоти.



фиг. 6.25

Тези недостатъци са съществено намалени в приемниците от суперхетеродинен тип.



фиг. 6.26

Блоквата схема на суперхетеродинния приемник е показана на фиг. 6.26. Входната верига, (така наречения селектор), предварително отделя желания сигнал от сигналите на съседните станции. На преобразувателя (ПР) се подават входния сигнал и хармоничното напрежение от местния генератор, наричан *хетеродин*; (осцилатор). Нелинейният елемент на преобразувателя се оказва под въздействието на бихармонични колебания, съставени от сигнал с честота на отделения сигнал - ω_c и напрежение на хетеродина с честота - ω_x . Нека характеристиката на нелинейния елемент да е квадратична. Тогава в резултат на преобразуването, както вече знаем, ще се появят токове с комбинационни честоти $\omega_c + \omega_x$ и $\omega_c - \omega_x$. С помощта на избирателния товар може да се отдели напрежението само на едната от тях, която се нарича *междинна честота* - $\omega_m = |\omega_c - \omega_x|$.

Междинната честота е постоянна (за радиопредавателните диапазони за средни, дълги и къси вълни тя е стандартизирана и е равна на 465 kHz или 468 kHz) и основното усилване е целесъобразно да се осъществява именно на тази честота с помощта на резонансния усилвател на междинна честота (МЧУ). Ще отбележим, че

стандартната междинна честота за радио сигналите с честотна модулация е 10,7 MHz.

За приемането на различни станции е необходимо да се настройва входната верига и веригата, определяща честотата на хетеродина така, че разликата между честотата на сигнала и хетеродина да е равна на междинната честота.

Тази пренастройка се осъществява съгласувано, например с помощта на кондензатори, роторите на които се намират на една обща ос (фиг.6.26). Така в суперхетеродинния приемник благодарение на преобразуването на честотата задачата за пренастройка е отделена от задачата за усилване и избирателност, която се реализира при постоянна междинна честота. В МЧУ могат да се прилагат сложни резонансни системи, което осигурява добра избирателност при сравнително голямо усилване.

Усиленият сигнал с междинна честота постъпва в детектора. Тъй като обвиващата на сигнала с междинна честота не се отличава от обвиващата на високочестотния сигнал, по нататъшните процеси в суперхетеродинния приемник протичат така, както и в приемника с пряко усилване.

Транспонирането на спектъра широко се използва в панорамните приемници на радиолокационните станции, в анализаторите на спектъра, в диапазонните генератори с ниска честота, в различните измервателни устройства и т.н.

Нека да разгледаме основните съотношения при нелинейното преобразуване на честотата. На входа на нелинейния преобразувател НП се подава напрежение $x(t)$, равно на сумата от напреженията на сигнала $S_c(t) = A(t) \cos(\omega_c t + \theta)$ и хетеродина $S_x(t) = A_x \cos \omega_x t$. На изхода на нелинейния преобразувател с помощта на филтър трябва да се отдели преобразувания сигнал

$$S_2(t) = k A(t) \cos(\omega_{np} t + \theta) \quad (6.35)$$

с нова носеща честота $\omega_{np} = \omega_c - \omega_x = \omega_m$.

Записвайки в общ вид реакцията $y = L(x)$ на въздействието на колебанието $x(t)$ върху нелинейния елемент, и разкривайки оператора L по степените на x , получаваме:

$$y = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 + \dots \quad (6.36)$$

На преобразувателя се подават две колебания, т.е.

$x = S_c(t) + S_x(t)$ и затова

$$y = a_0 + a_1 (S_c + S_x) + a_2 (S_c + S_x)^2 + \dots \quad (6.37)$$

Във входния сигнал y се съдържат както полезни, така и паразитни съставящи. Следва да се избере нелинеен елемент, с такава характеристика, (с такива коефициенти a_0, a_1, a_2, \dots), за да се намали броят на вредните продукти на преобразуването, а тези които остават следва да се избягват с помощта на филтър.

Ограничавайки се с членовете на оператора не по-високи от втора степен се получава:

$$y = a_0 + a_1 S_c + a_1 S_x + a_2 S_c^2 + a_2 S_x^2 + 2 a_2 S_c S_x \quad (6.38)$$

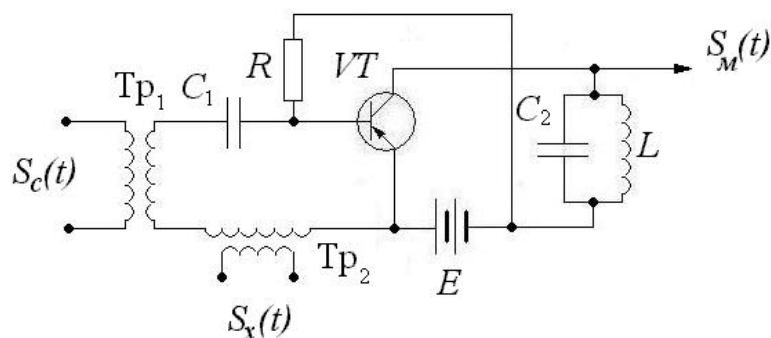
Първите пет събираеми не съдържат полезни продукти в резултат на преобразуването. Те представляват постоянна съставяща, първа и втора хармонична на честотите на сигнала и честотите на хетеродина. Шестата съставяща има вида:

$$\begin{aligned} 2a_2 S_c S_x &= 2a_2 A(t) \cos(\omega_c t + \theta) A_x \cos \omega_x t = \\ &= a_2 A(t) A_x \cos[(\omega_c - \omega_x)t + \theta] + a_2 A(t) A_x \cos[(\omega_c + \omega_x)t + \theta] \end{aligned} \quad (6.39)$$

Вижда се, че тя съдържа полезния продукт на преобразуването-колебание с разликови честоти. Използвайки в качеството на товар на нелинейния елемент филтър, настроен на междинна честота $\omega_m = \omega_{np} = \omega_c - \omega_x$ се получава сигналът с междинна честота - $S_m(t)$:

$$S_m(t) = a_2 A_c(t) A_x \cos [(\omega_c - \omega_x) t + \theta] \quad (6.40)$$

Ще отбележим два момента. Първият е, че появяването на колебания с различна честота се обуславя от наличието на съставящи от втора степен в израза за характеристиката на нелинейния елемент и затова от гледна точка на преобразуването на честотите е необходим нелинеен елемент с квадратична характеристика. Вторият е, че обвивката на преобразувания сигнал повтаря с точност до постоянен множител обвивката на входния сигнал. Информацията, съдържаща се в обвивката на последния, напълно се съхранява и пренася по нататък от преобразувания сигнал.



фиг. 6.24

За определяне на колебанията с различни честоти в зависимост от стойностите на тези честоти могат да се използват различни филтри. За ниски честоти се използва RC верига, за високи честоти-трептящ кръг с резонансна честота $\omega_0 = \omega_{np} = \omega_m$.

Схемата на преобразувател на честота на транзистор е показана на фиг. 6.24. Преднапрежението се избира така, че в израза за характеристиката на транзистора да преобладава съставяща от втора степен.

Целевата функция, наречена в дадения случай *характеристика на преобразуването*, се явява зависимостта на амплитудата на колебанието на преобразуваната честота от амплитудата на сигнала A_{np} (A_c).

Разглеждайки полученият по-горе израз за амплитудата на колебанието на преобразуваната честота $A_{np}(t) = a_2 A_c(t)$ може да се установи, че при апроксимация на характеристиката с полином от втора степен, тя линейно зависи от амплитудата на сигнала. Тангенсът на ъгъла на нейния наклон определя стръмността на преобразуването $S_{np} = a_2 A_x$.