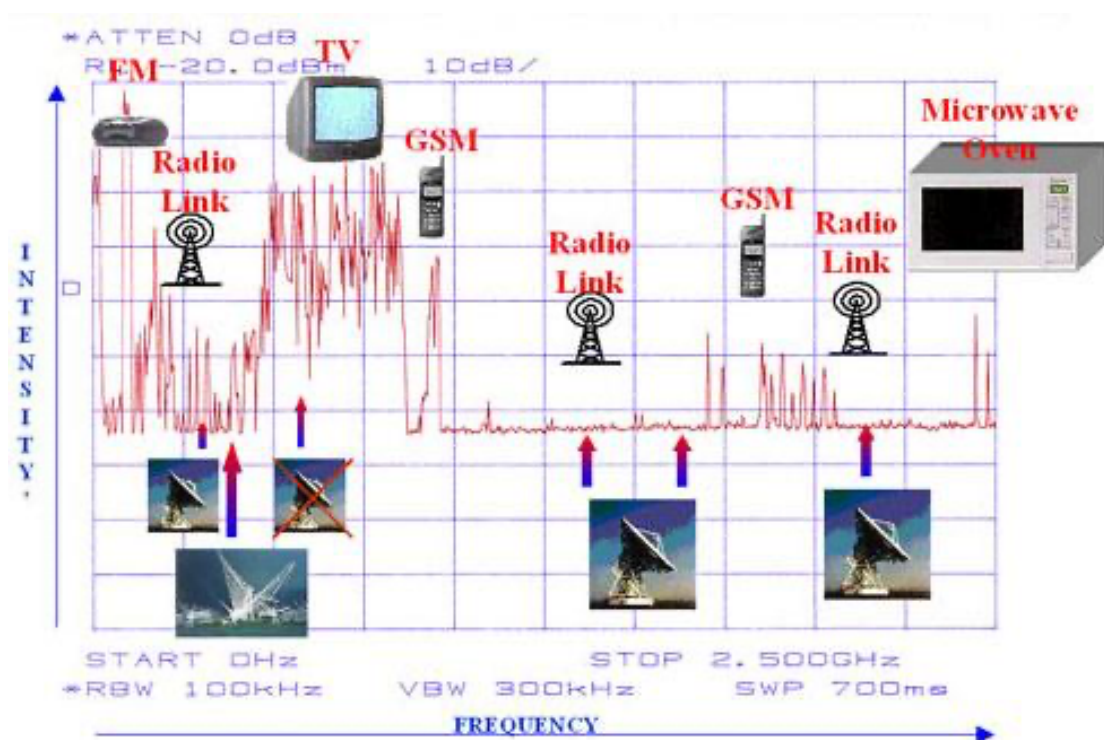


Станимир М. Садинов

СИГНАЛИ И СИСТЕМИ

УЧЕБНИК



Технически Университет – Габрово

2022

проф. д-р инж. Станимир Михайлов Садинов

СИГНАЛИ И СИСТЕМИ

(Учебник)



УНИВЕРСИТЕТСКО ИЗДАТЕЛСТВО

“Васил Априлов”

ГАБРОВО, 2022

Материалът изложен в тази книга обхваща някои основни раздели от програмата по дисциплината ”Сигнали и системи”.

Разгледани са въпроси от общата теория на сигналите и системите и тяхното спектрално представяне. Приложени са елементи от теорията на линейните избирателни и филтриращи вериги. Показани са методите за анализ на сигнали преминаващи през нелинейни системи и произтичащите от това явления – нелинейно усилване, модулация, детекция. Поставени са основите на последващия материал свързан с цифровата обработка на сигналите.

Книгата може да се използва от студентите по всички слаботокови специалности от Техническите университети на Република България, както и от тези читатели, които искат да се запознаят с основите от теорията на електрическите сигнали и системи.

Рецензент: доц. д-р инж. Красен Киров Ангелов

© Станимир М. Садинов,
2022, Габрово

Университетско издателство „Васил Априлов” при ТУ -Габрово,
ул. Х. Димитър 4, Габрово, 5300
Тел. 066 827 500

ISBN 978-954-683-670-0

СЪДЪРЖАНИЕ

ПРЕДГОВОР	3
ПЪРВА ГЛАВА	
<i>ОБЩИ СВЕДЕНИЯ ЗА ИНФОРМАЦИЯ, СИГНАЛ И СИСТЕМА</i>	
1.1. Предмет на теорията на сигналите и системите.	4
Основни понятия.	
1.2. Основни непрекъснати и дискретни във времето сигнали.	11
1.3. Дискретизация на сигналите.	18
1.4. Импулсно-кодovi сигнали (ИКС).	20
1.5. Случайни и детерминирани сигнали.	23
1.6. Спектър на сигналите.	26
1.7. Основни сведения за системите.	29
1.8. Свойства на системите.	32
1.9. Характеристики на линейна стационарна система.	35
ВТОРА ГЛАВА	
<i>КАНАЛИ ЗА ПРЕНАСЯНЕ НА ИНФОРМАЦИЯТА И НЕЙНОТО КОЛИЧЕСТВЕНО ОПРЕДЕЛЯНЕ</i>	
2.1. Видове комуникационни линии за пренасяне на информация.	40
2.2. Образуване, елементи и свойства на електромагнитната вълна.	59
2.3. Особености на разпространение на електромагнитните вълни.	63
2.4. Количествено определяне на информацията.	70
ТРЕТА ГЛАВА	
<i>РЕЗОНАНСНИ ИЗБИРАТЕЛНИ ВЕРИГИ</i>	
3.1. Основни параметри на трептящите кръгове.	78
3.2. Последователен трептящ кръг.	79
3.3. Паралелен трептящ кръг.	87
3.4. Свързани трептящи кръгове.	91
3.5. Основни сведения за електрическите филтри.	99
Класификация.	
3.6. Нискочестотни и високочестотни филтри.	102
3.7. Лентови и режекторни филтри. Производни филтри тип М.	107

3.8. Кварцови и керамични филтри. Филтри с повърхностни акустични вълни.	116
--	-----

ЧЕТВЪРТА ГЛАВА

СПЕКТРАЛЕН АНАЛИЗ НА СИГНАЛИ

4.1. Широчина на честотен спектър на периодичен и непериодичен сигнал.	120
4.2. Въздействие на детерминирани сигнали върху нелинейни безинерционни елементи.	126
4.3. Основни методи за спектрален анализ на преобразуваните сигнали в нелинейна безнерционна верига.	130
4.4. Корелационен анализ на детерминирани сигнали.	136

ПЕТА ГЛАВА

МОДУЛАЦИЯ И ДЕМОДУЛАЦИЯ НА СИГНАЛИ

5.1. Общи сведения за модулирани сигнали.	143
5.2. Амплитудно модулирани сигнали.	144
5.3. Сигнали с ъглова модулация.	151
5.4. Еднолентова модулация (SSB модулация).	156
5.5. Получаване на ъглово модулирани сигнали.	160
5.6. Детектиране на амплитудно модулирани сигнали.	166
5.7. Детектиране на ъглово модулирани сигнали.	173
5.8. Импулсни методи за модулация и демодулация.	177

ШЕСТА ГЛАВА

ПРИЛОЖЕНИЕ НА ДИСКРЕТИЗАЦИЯТА НА СИГНАЛИ И ПРЕОБРАЗУВАНЕ НА ФУНКЦИОНАЛНАТА ИМ СТРУКТУРА

6.1. Теорема на Котелников. Други метод за импулсна модулация на сигналите.	183
6.2. Методи за уплътнение на комуникационните канали.	191
6.3. Преобразуване на функционалната структура на сигналите. Усилване на сигналите.	197
6.4. Токоизправяне на променлив ток. Умножение на честотата.	203
6.5. Транспониране на спектъра на сигналите.	209
Преобразуване на честота – приложение.	

ЛИТЕРАТУРА	215
------------	-----

ПРЕДГОВОР

Целта на настоящия учебен материал е да се запознаят редовните и задочни студенти със свойствата на различните видове електрически сигнали, тяхното преобразуване и анализ, както и с някои основни методи за практическото им използване в различни комуникационни и електронни системи.

Поставянето на подобна цел изисква задълбочено изясняване на значителен брой въпроси и проблеми, чието цялостно разглеждане далеч би надхвърлило обема на тази книга. Ето защо авторът се е ограничил както по отношение на тематиката на разглежданите въпроси, така и в степента на тяхното изясняване, като е отделено повече внимание на онези от тях, които са основни при изучаването на всяка слаботокова дисциплина. Някой от въпросите характерни за тази материя са съвсем слабо засегнати; например тези, които се отнасят до анализа и свойствата на случайните сигнали и шумоустойчивостта на линейни и нелинейни комуникационни сигнали и системи. Друга част от въпросите, свързани с цифровата обработка на сигналите, авторът разчита да бъдат подробно изяснени в следващи едноименни дисциплини.

Методичното излагане на разглеждания материал в учебника изисква по възможност неговото последователно четене. Не е необходимо читателят да притежава специални познания в областта на електрониката и схемотехниката, за да се справи с тази материя. Общите математически и технически знания получени в началния курс на следване, са напълно достатъчни за усвояване на материала и по нататъшното му практическо приложение в специализиращите и профилиращи дисциплини на специалностите “Промислена и автомобилна електроника”, “Комуникационна техника и киберсигурност”, “Компютърни системи и технологии” и др. Всички забележки и препоръки по отношение на предложения материал ще бъдат приети с благодарност на адрес:

5300 Габрово
ул. “Х. Димитър” 4
Технически Университет, кат. КТТ
С. Садинов
murry@tugab.bg

ПЪРВА ГЛАВА

ОБЩИ СВЕДЕНИЯ ЗА ИНФОРМАЦИЯ, СИГНАЛ И СИСТЕМА

1.1. Предмет на теорията на сигналите и системите. Основни понятия.

Едва ли би могло да се каже кога човечеството е започнало да мечтае за радио и телевизия, но не е възможно да се каже и точно кога започва тяхното изобретяване. Всичко е ставало постепенно при участието на много всеотдайни творци, чийто имена изговаряме и пишем с чувство на благодарност и почит. Незабравими ще останат имената на Херц, Маркони, Попов, Котелников, Клод Шенон, Р. Хартли, Х. Найкуист, Н. Винер, А. Харкевич, А. Хинчин, Л. Финк и много други.

Предаването на информация с помощта на електрически сигнали е основното отличие на комуникационната, електронна и компютърна техника от електротехниката.

В началото на своето развитие комуникациите са имали за обект безжичното телеграфиране. В днешно време са се оформили редица отрасли. Тяхното подразделение е условно, тъй като те са неделима част на една голяма система за обмен на информация.

1. *Радиосъобщенията* обхващат средствата и процесите за предаване на телеграфни и телефонни сигнали с помощта на електромагнитни вълни. Към радиосъобщенията спада радиоразпръскването. Благодарение на него хората и в най-отдалечените кътчета на планетата се информират за различни събития по света.

2. *Телевизията* осъществява предаването на подвижни изображения с помощта на радиотехнически средства. Телевизията има голямо приложение в бита, промишлеността, транспорта, медицината, науката и космонавтиката. Днес много процеси се управляват с помощта на информацията, получена от телевизионни камери.

3. *Радиоуправлението* използва техническите средства за управление на различни обекти от разстояние. Характерен пример в това отношение е управлението на космически обекти.

4. *Радионавигацията* осигурява ориентирането на самолетите и корабите с помощта на различни технически средства.

Радиофаровете и радиокompасите служат на корабите и самолетите да се движат по предварително зададени маршрути.

5. *Радиолокацията* използва радиотехническите средства за определяне на координатите на различни обекти. Тя има широко приложение в авиацията, флота, метрологията и други области.

6. *Предаването на данни* е клон от комуникационната техника свързан с обработката на информация с помоща на персонални компютри, чрез изграждането на единна съобщителна система с интеграция на услугите.

7. *Електронната техника* използва цялото многообразие на електрическите сигнали, необходими за създаването на системи за обработка на информация, регулиране, усилване, измерване, кодиране, анализ и синтез на различни електрически и физични величини.

Курсът *"Сигнали и системи"* изучава теоретично физическите процеси в системите за анализ, предаване и обработка на електрически сигнали. Благодарение на него могат да се анализират и синтезират сигнали, устройства и системи за комуникациите, електрониката, компютърната техника, системите за автоматично управление и контрол.

В дадените по-горе пояснения вече бяха използвани понятията *"информация"*, *"съобщение"*, *"сигнал"* и *"система"*.

Думата *"информация"* има латински произход и означава *осведомяване за нещо*.

В практиката това понятие включва съвкупността от сведения за дадено събитие или за състоянието на някаква материална среда.

Информацията намалява неопределеността в знанията ни за даден обект. Съобразно областта на знания тя е техническа, биологична, икономическа и т.н.

Съобщението е информация представена в материална форма: текст на телеграма, говор, музика, телевизионно изображение и пр.

Сигналят е материален носител на информация. Като такъв той се проявява само ако съответства точно на предаденото съобщение. Вън от организираната система сигналят може да запази своята физическа природа, но губи основното си качество-носител на информация.

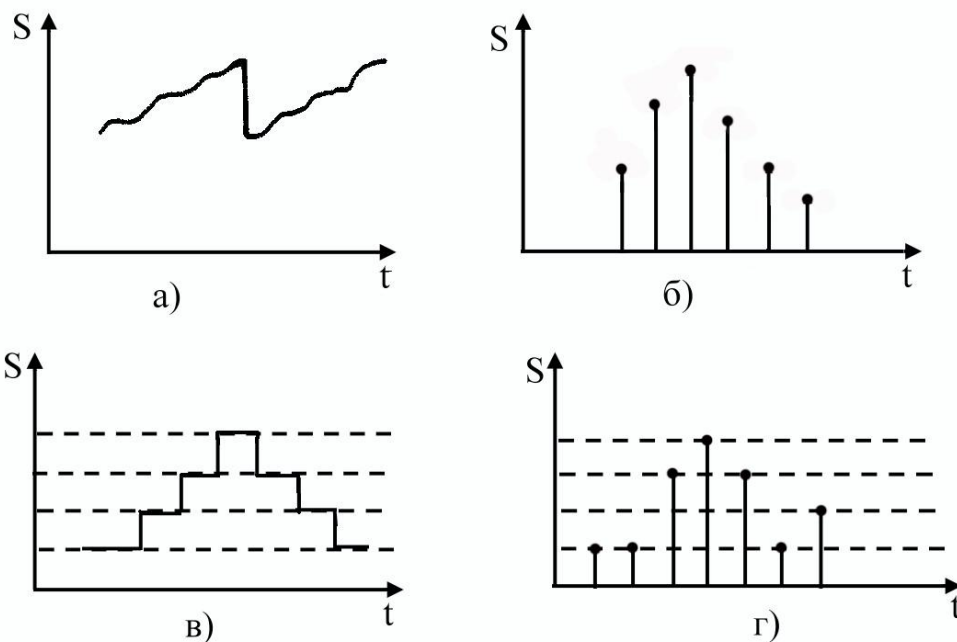
Човек е потопен в море от сигнали-акустични, светлинни, топлинни, електромагнитни и др. За щастие той възприема само

тези от тях, които са пряко свързани с жизнената дейност и еволюцията на човека.

Като се разгледат във *времето* се установява, че сигналите са:

а) *аналогови* (непрекъснати) - говор, музика, температура на изследван обект и т.н.; тези сигнали се изразяват с непрекъснати функции на времето-фиг. 1.1 а.

б) *дискретни* (прекъснати) - букви, цифри, телеграфни сигнали и др.; този вид сигнали се задават чрез дискретни стойности на времето t (чрез крайно множество от точки). Големината на сигналите в тези точки може да приема всяка стойност в определен интервал по ординатната ос (фиг. 1.1 б). По такъв начин понятието "дискретен" характеризира не само сигнала, а и начина на задаването му.



фиг. 1.1

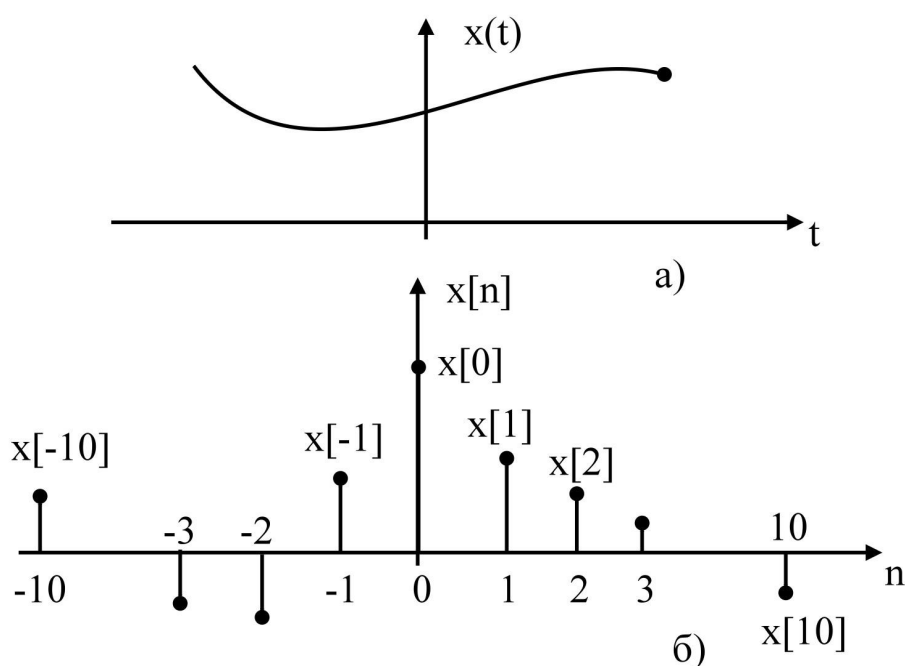
На фиг. 1.1.б се вижда, че сигналът е зададен по цялата ос на времето, обаче големината на сигнала може да приема само дискретни стойности. В подобни случаи се говори за сигнал, *квантуван по ниво*.

По нататък понятието "дискретен" ще се използва само по отношение на дискретизацията по време; дискретизацията по ниво ще се означава с понятието квантуване (фиг. 1.1 в).

в) *цифров* сигнал е този, който е дискретен по време и квантуван по ниво (фиг. 1.1 г).

За да се прави разлика между непрекъснатия и дискретния във времето сигнал се използват символите t , за означаване непрекъснатата във времето променлива, и n -за дискретната във времето променлива.

Освен това независимата променлива на непрекъснатите във времето сигнали обикновено се заграждат с малки скоби (), а на дискретните във времето сигнали-със средни скоби []. На фиг. 1.2 са показани непрекъснатия във времето сигнал $x(t)$ и дискретния във времето сигнал $x[n]$.

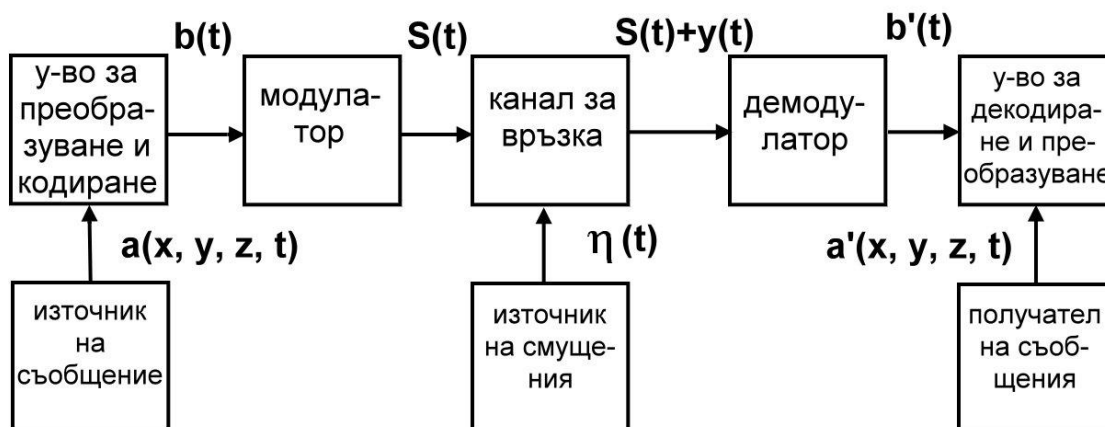


фиг. 1.2

Важно е да се отбележи, че дискретния във времето сигнал $x[n]$ е дефиниран само за цели стойности на независимата променлива. Изборът на графично представяне на $x[n]$ подчертава този факт и по нататък във всички случаи ще смятаме, че $x[n]$ е дискретна във времето редица.

В най-общ случай от източника на съобщение, (информация), чрез канала за връзка дадено съобщение постъпва към получателя на информация. При реални условия сигналите са подложени на влиянието на различни шумове, които могат да изменят сигнала и тогава съобщението няма да отговаря на своя първоизточник.

На фиг. 1.3 е показана блоковата схема на една такава система за пренасяне на информация.



фиг. 1.3

Източникът на съобщение и получателът са хора, устройства за регистриране и др.

Устройството за преобразуване и кодиране преобразува съобщението a в първоначален сигнал $b(t)$. Съобщението от своя страна е функция на пространствените координати и времето, т.е $a(x, y, z, t)$. В такъв вид се представя например съобщението при телевизионното предаване.

Модулаторът извършва окончателно формиране на сигнала $S(t)$ така, че да е възможно предаването му по канала за връзка на далечни и свръх далечни разстояния. Тъй като електромагнитните трептения с висока честота се разпространяват по-лесно и с по-малка енергия на значителни разстояния, то в модулатора се осъществява изменението на някой техен параметър (амплитуда, честота и др.) в зависимост от параметрите на първичния сигнал $b(t)$ така, че на изхода се получава преобразувания сигнал $S(t)$.

В демодулатора се отделя първичния сигнал от високочестотното трептене. Поради наличието на смущения той е означен с $b'(t)$, което означава, че са настъпили някакви изкривявания в резултат на действието на някакъв източник на смущения $\eta(t)$.

Устройството за декодиране и преобразуване възстановява съобщението. Трябва да се отбележи, че последното е изкривено в известна степен и по тази причина е отбелязано с индекс $\mathbf{a'}(x,y,z,t)$.

Ще отбележим, че системата за пренасяне на информация от фиг. 1.3 не е универсална. Така например, при пренасянето на телефонни сигнали на близки разстояния ще липсват устройствата за кодиране, (декодиране), и модулиране, (демодулиране), на сигналите. При пренос на аналогови телевизионни сигнали ще липсват блоковете за кодиране – декодиране на сигналите, докато при пренос на аналогови телефонни сигнали на далечни разстояния системата от фиг.1.3 ще съдържа всички блокове.

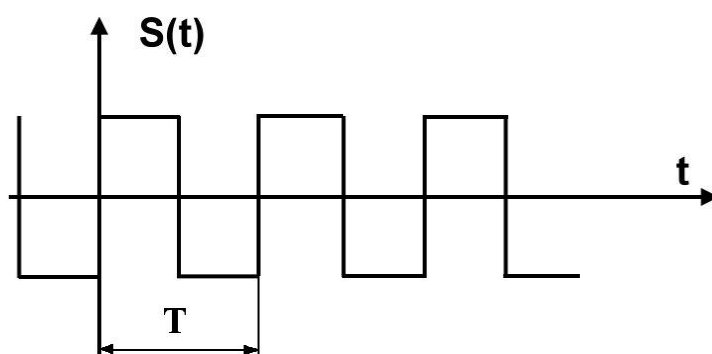
Сигналите могат да се изразяват аналитично и графично. На фиг. 1.4 е дадена графиката на сигнала

$$S(t) = A_1 \sin \omega t + A_3 \sin 3\omega t + A_5 \sin 5\omega t + \dots, \quad (1.1)$$

където с ω е ъгловата честота. Както е известно от физиката

$$\omega = 2\pi f = 2\pi \frac{1}{T},$$

където f честотата на трептения в Херци[Hz], а T периода на повторения в секунди [s].



фиг. 1.4

В случая $S(t)$ е обобщен параметър. За електрическите сигнали, които ще се разглеждат по нататък със $S(t)$ ще се отбелязва амплитудата на напрежението или тока.

Най-важните параметри на сигналите са:

1. *Продължителност на сигнала T_c* . Този параметър се определя от времето T_c през което се предава сигнала. От него зависи заетостта на канала.

2. *Динамичен обхват D_c* . Количествената му оценка се дава с отношението на средната мощност на сигнала $-P_c$ и средната мощност на шума $-P_{ш}$.

$$D_c = \frac{P_c}{P_{ш}} \quad (1.2)$$

Обикновено се използва логаритмична мярка в съответствие със зависимостта

$$D_c = 10 \lg \frac{P_c}{P_{ш}} \quad (1.3)$$

и се измерва в децибели $[dB]$. Динамичния обхват на говора на диктор е около $(25 - 30) dB$, докато на реактивен самолет близо до него достига $120 dB$, което е опасно за слуха на човека.

Необходимо е P_c да превишава $P_{ш}$, за да се различава сигналът от шума.

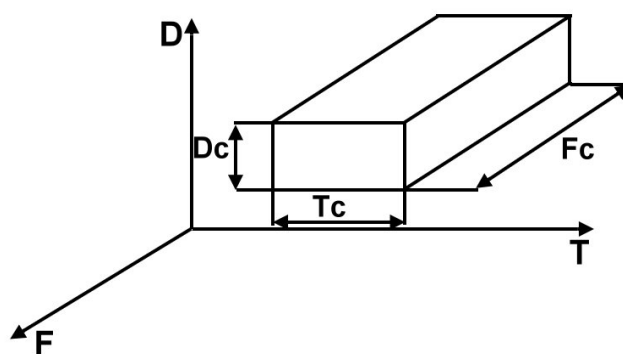
Минималното изискване се свежда до условията

$$P_c \geq (5 \dots 10) P_{ш} \text{ или } D_c \geq 10 dB \quad . \quad (1.4)$$

3. *Широчина на честотния спектър F_c* . За краткост се използват и понятията "честотна лента на сигнала" и "спектър на сигнала". Това е съвкупността от честоти, които трябва да се пропускат през канала за връзка или друго съоръжение, за да се предаде вярно сигналът.

Например, спектъра на звуковите сигнали са в обхвата от 10 Hz до около 20000 Hz, докато за предаване на подвижни изображения, честотната лента достига 6,5 MHz.

Разгледаните параметри на сигнала могат да се нанесат по координатните оси на една ортогонална система така, както е показано на фиг. 1.5



фиг. 1.5

По оста на времето е отбелязана продължителността на сигнала T_c , а по останалите оси-съответно широчината на честотния спектър F_c и динамичния обхват D_c . С помощта на тези величини се формира обемът V_c в тримерното пространство. Благодарение на това представяне се уточнява понятието *обем на сигнала*:

$$V_c = T_c \cdot F_c \cdot D_c \quad . \quad (1.5)$$

Аналогично на това понятие се въвежда и понятието *обем на свързващия канал*

$$V_k = T_k \cdot F_k \cdot D_k \quad , \quad (1.6)$$

където T_k е времето, през което каналът се използва за предаване на сигнали;

F_k - честотна лента, която той може да пропуска;

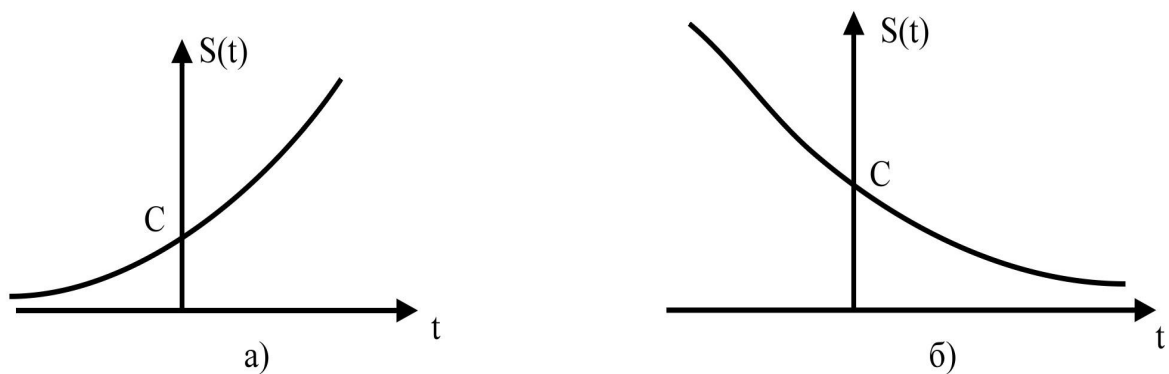
D_k - динамичен обхват на канала, определен от съотношението на мощността на сигнала в канала и мощността на шумовете в него.

1.2. Основни непрекъснати и дискретни във времето сигнали.

От теоретичните основи на електротехниката е известно, че непрекъснатия във времето *комплексен експоненциален сигнал* може да се представи с изрази

$$S(t) = C e^{at} \quad (1.7)$$

където C и a в общия случай са комплексни числа. В зависимост от стойностите на тези параметри комплексната експонента може да се представи с няколко различни криви. На фиг.1.6 е показан възможния ход на кривата, когато C и a са реални числа (тогава $S(t)$ се нарича реална експонента).



фиг. 1.6

Очевидно е, че ако t нараства, ($a > 0$) кривата е растяща експонента (фиг.1.6 а), и обратно, ако a е отрицателно число, $S(t)$ е намаляваща експонента (фиг.1.6 б). В случай, че $a = 0$; функцията $S(t)$ е константа.

Друг важен клас комплексни експоненти се получава, когато $S(t)$ е имагинерно число. Нека е дадена функцията

$$S(t) = e^{j\omega_0 t} \quad (1.8)$$

Важно свойство на този сигнал е, че той е периодичен. Ще припомним, че периодичният непрекъснат сигнал $S(t)$ има свойството, че съществува положителна стойност T , за която

$$S(t) = S(t + T) \quad (1.9)$$

за всяка стойност на T . Числото T с такива свойства се нарича период на функцията.

Като се има напредвид (1.8) изразът (1.7) добива вида:

$$e^{j\omega_0 t} = e^{j\omega_0 (t + \dots T)} \quad (1.10)$$

или

$$e^{j\omega_0 (t + T)} = e^{j\omega_0 t} e^{j\omega_0 T}$$

Следователно, за да е изпълнено равенството (1.9), трябва

$$e^{j\omega_0 T} = 1 \quad (1.11)$$

Ако $\omega_0 = 0$, тогава $S(t) = 1$, което означава, че функцията е периодична за произволна стойност на T .

Ако $\omega_0 \neq 0$, тогава основния период T_0 на $S(t)$, за което равенството (1.10) е валидно се определя по формулата

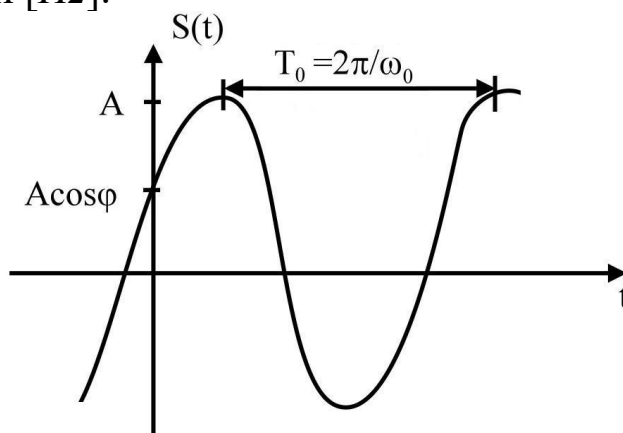
$$T_0 = \frac{2\pi}{|\omega_0|} \quad (1.12)$$

Следователно, сигналите $e^{j\omega_0 t}$ и $e^{-j\omega_0 t}$ имат еднакъв основен период.

Сигналът, който е непосредствено свързан с периодичната комплексна експонента е *косинусоидалният сигнал*

$$S(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (1.13)$$

показан на фиг.1.7. Размерността на величините са: за t -секунди $[s]$; φ -радиани $[rad]$; за ω_0 -радиани в секунда $[rad/s]$. И така, подобно на (1.7, 1.8) се записва $\omega_0 = 2\pi f_0$, където f_0 се измерва в периоди за секунда или херци $[Hz]$.



фиг. 1.7

Синусоидалният сигнал е също периодичен с основен период T_0 , който се определя с формула (1.12).

Като се използва формулата на Ойлер, комплексната амплитуда във формула (1.8) може да бъде записана като сума от синусоидални и косинусоидални сигнали с еднакъв период

$$e^{j\omega_0 t} = \cos \omega_0 t + j \sin \omega_0 t \quad (1.14)$$

По подобен начин сигналът даден чрез (1.13), може да бъде записан чрез периодични комплексни експоненти, които ще имат същия основен период

$$A \cos(\omega_0 t + \varphi) = \frac{A}{2} e^{j\varphi} e^{j\omega_0 t} + \frac{A}{2} e^{-j\varphi} e^{-j\omega_0 t} \quad (1.15)$$

Друг начин за представяне на косинусоида чрез комплексния експоненциален сигнал е следният:

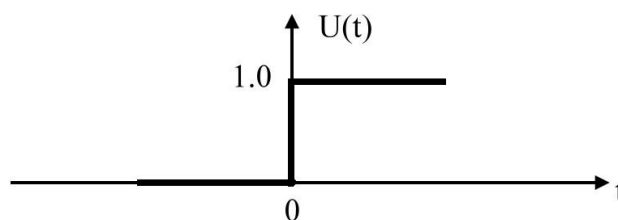
$$A \cos(\omega_0 t + \varphi) = A \operatorname{Re} \{ e^{j(\omega_0 t + \varphi)} \} \quad (1.16)$$

Смисълът на символа Re е, че ако c е комплексно число, то $Re \{c\}$ е неговата реална част. Аналогично се използва означението $Im \{c\}$ за имажинерната част на c .

Друг основен непрекъснат сигнал е функцията *единичен скок*

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{за } t < 0 \\ 1 & \text{за } t > 0 \end{cases}, \quad (1.17)$$

която е показана на фиг.1.8. Забележителното е, че тя е прекъсната за $t = 0$.



фиг. 1.8

Както комплексната експонента, така и единичния скок имат голямо значение за изследването на свойствата на системите.

Друг много полезен сигнал е непрекъснатата във времето *импулсна функция* $\delta(t)$, която е свързана с *единичния скок* посредством уравнението

$$u(t) = \int_{-\infty}^t \delta(\tau) d\tau \quad (1.18)$$

Следователно $u(t)$ е интеграл от единичната импулсна функция. Това предполага, че

$$\delta(t) = \frac{d u(t)}{d t} \quad (1.19)$$

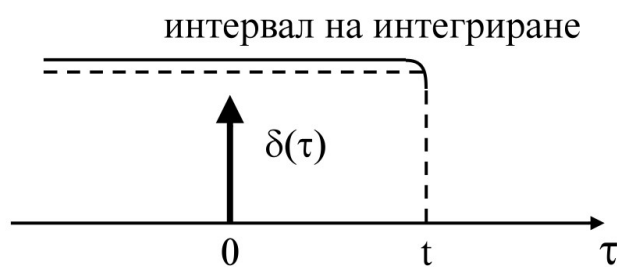
Връзката в (1.18) може да бъде записана в друг вид чрез смяна на променливата τ със $\sigma = t - \tau$

$$u(t) = \int_{-\infty}^t \delta(\tau) d\tau = \int_x^0 \delta(t - \sigma) (-d\sigma)$$

или еквивалентното представяне

$$u(t) = \int_0^x \delta(t - \sigma) d\sigma \quad (1.20)$$

Изразът (1.20) се нарича *конволюция на непрекъснатия сигнал и непрекъснатия единичен импулс*.



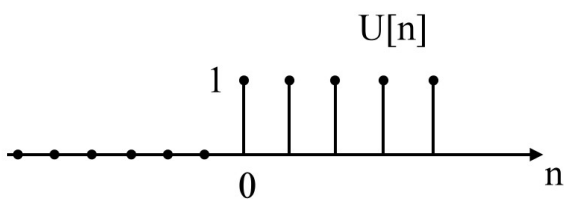
фиг. 1.9

На фиг. 1.9 графично е интерпретирана тази връзка между $u(t)$ и $\delta(t)$. Тъй като в този случай лицето на фигурата, заградена от $\delta(t - \sigma)$, е съсредоточено в точката $\sigma = t$, виждаме, че интегралът в (1.20) е равен на нула за $t < 0$ и на 1 за $t > 0$.

Дискретен аналог на непрекъснатата във времето функция единичен скок е *дискретния във времето единичен скок*, означен с $u[n]$, който се дефинира по следния начин

$$u[n] = \begin{cases} 0 & \text{за } n < 0 \\ 1 & \text{за } n \geq 0 \end{cases} \quad (1.21)$$

Единичният скок е показан на фиг.1.10 . Той се нарича още *импулсна редица*.

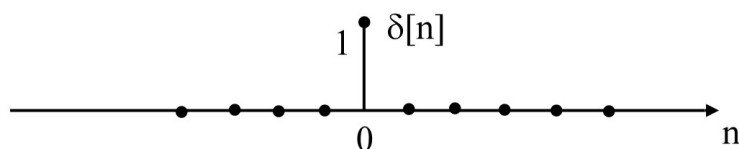


фиг. 1.10

Друг много важен непрекъснат във времето сигнал е *импулсната функция*. Дискретната импулсна функция се дефинира по следния начин:

$$\delta[n] = \begin{cases} 0 & \text{за } n \neq 0 \\ 1 & \text{за } n = 0 \end{cases} \quad (1.22)$$

Тя е показана на фиг. 1.11 и се нарича *единичен отчет* или *единичен импулс*.



фиг. 1.11

Чрез единичния импулс може да се фиксира дадена желана дискретна стойност. Така например, нека е даден дискретния сигнал $S[n]$, чиято графика е показана на фиг.1.12 а . За моментите от времето при $n = 0$ и $n = 2$ (фиг.1.12 б) важат зависимостите

$$S[0] \delta[n] = \begin{cases} S[0] & \text{при } n = 0 \\ 0 & \text{при } n \neq 0 \end{cases} \quad (1.23)$$

$$S[2] \delta[n-2] = \begin{cases} S[2] & \text{при } n = 2 \\ 0 & \text{при } n \neq 2 \end{cases}$$

Сумата от показаните четири дискретни стойности може да се изрази по следния начин

$$S[0] \delta[n] + S[1] \delta[n-1] + S[2] \delta[n-2] + S[3] \delta[n-3] \quad (1.24)$$

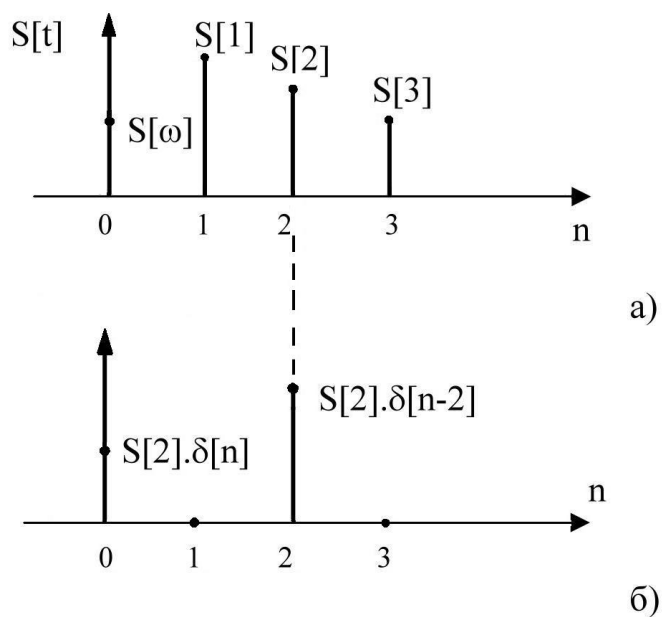
Ако съществува отрицателна част от времето, например при $n = -3$, съответния член на сумата е $S[-3] \delta[n+3]$.

В общият случай сумата е

$$S[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} S[m] \delta[n-m] \quad (1.25)$$

Дясната част на (1.25) е сума от единични импулси в различните моменти от времето, но умножени със съответния коефициент $S[m]$.

Изразът (1.25) се нарича също *конволюция на сигнала с единичния импулс, но той сега се отнася за дискретните сигнали.*



фиг. 1.12

От изложението е ясно, че единичния импулс има *филтриращо свойство*. Чрез своето разположение по остна на времето, той *отделя* съответната дискретна стойност на сигнала.

Важен дискретен сигнал, както и в непрекъснатия случай е *комплексният експоненциален сигнал (редица)*, дефиниран по следния начин

$$S[n] = C \alpha^n \quad (1.26)$$

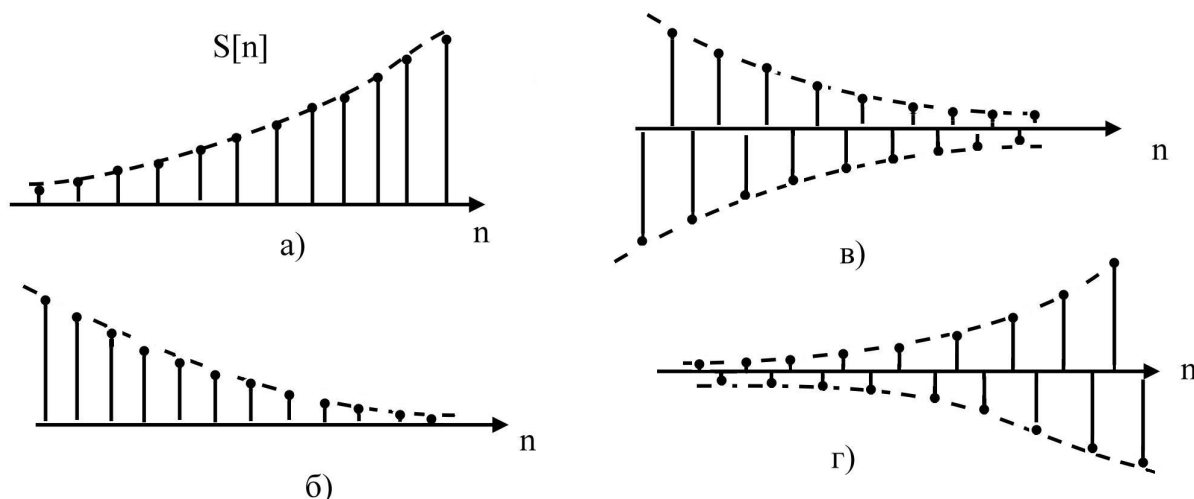
където C и α са в общия случай комплексни числа. Това равенство може да бъде записано още във вида

$$S[n] = C e^{\beta n}, \quad (1.27)$$

където $\alpha = e^{\beta}$

Ако C и α са реални числа, възможни са няколко случая, както е показано на фиг. 1.13.

Ако $|\alpha| > 1$, сигналът нараства експоненциално, когато n расте (фиг. 1.13 а), а ако $|\alpha| < 1$, експонентата е намаляваща (фиг. 1.13 б). Освен това, ако α е положително число всички стойности на $C\alpha^n$ са с еднакъв знак (фиг. 1.13 а, б), но ако α е отрицателно число, тогава знакът на $S[n]$ се променя алтернативно (фиг. 1.13 в, г).



фиг. 1.13

Друга важна комплексна експонента се получава, като се използва представянето на (1.27) и се приеме, че β е имагинерно число от вида

$$S[n] = e^{j\Omega_0 n} \quad (1.28)$$

1.3. Дискретизация на сигналите.

Много често дискретния сигнал $S[n]$ или още $S[n\Delta t]$ се получава от непрекъснатия сигнал $S(t)$ чрез замяна на последния с поредица от негови моментни стойности, взети в дискретните времеви моменти $t_n = n \Delta t$.

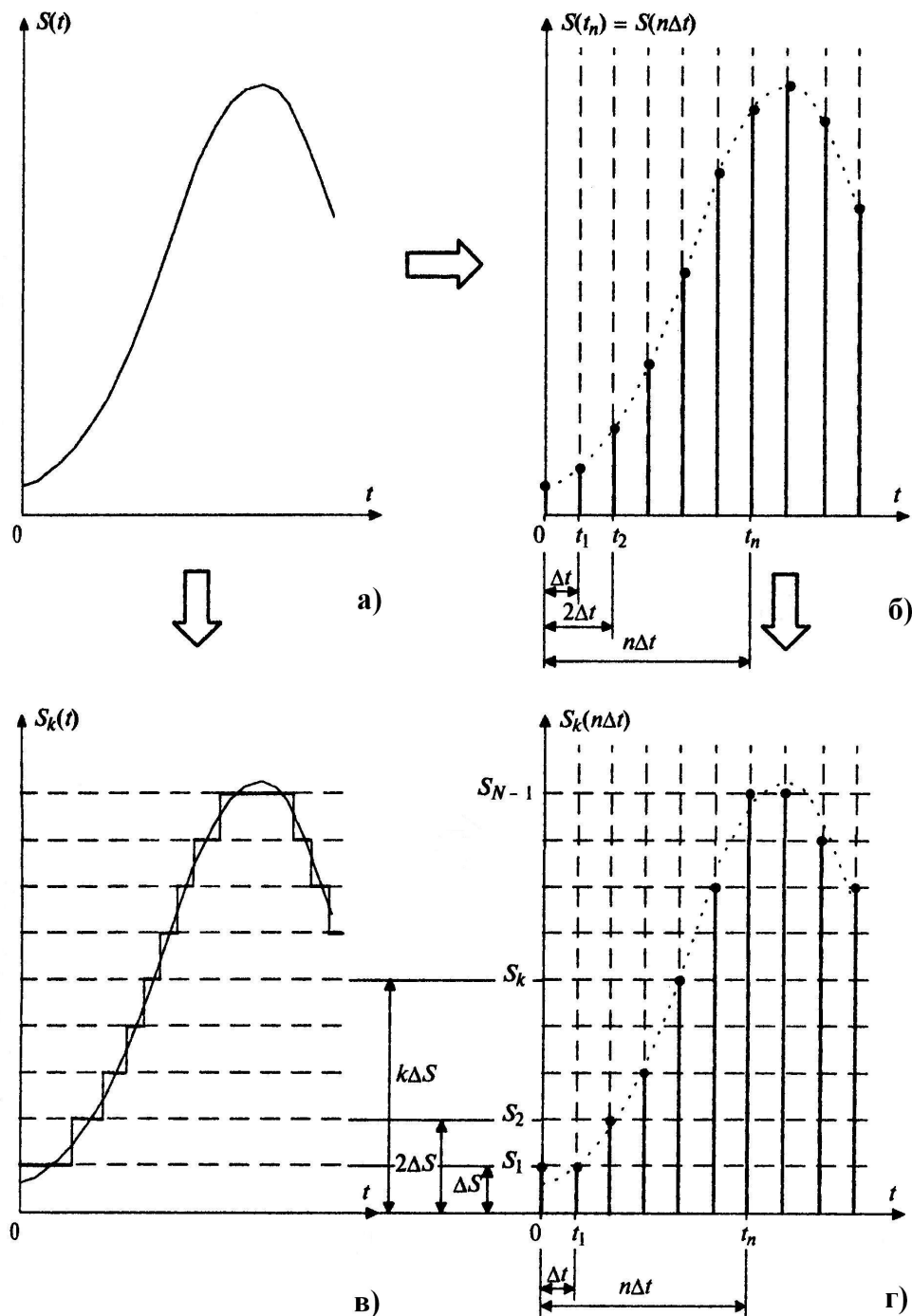
Тази операция се нарича дискретизиране на непрекъснатия сигнал, а интервалът Δt -стъпка на дискретизацията.

Едно от предимствата на дискретните сигнали спрямо аналоговите е отсъствието на необходимост от непрекъснато във времето предаване на сигналните стойности. Това позволява да се запълват времевите паузи между дискретните стойности на един сигнал с дискрети от други сигнали.

На фиг.1.14 б, е изобразен дискретният сигнал $S[n\Delta t]$ получен чрез дискретизиране на аналоговия сигнал от фиг. 1.14 а, със стъпка Δt .

Нека сега да приемем, че сме задали едно крайно множество от N нива S_k по оста S , които са дискретно и равномерно разположени по тази ос (фиг. 1.14 в). Ако интервалът между две съседни нива е ΔS може да се запише $S_k = k \Delta S$. За N -те нива S_k се използва

терминът *нива на квантуване*. Очевидно в случая е, че се заменя всяка една от непрекъснатото разпределените по оста S стойности $S(t)$ с най-близкото до нея ниво на квантуване S_k . Тази операция се нарича квантуване на аналоговия сигнал в резултат на която се получава дискретен по оста S сигнал $S_k(t)$. Тъй като този сигнал е непрекъснат по оста t той представлява една стъпална апроксимация на аналоговия сигнал от фиг. 1.14 а). Вижда се, че продължителностите на отделните стъпала не винаги са равни.



фиг. 1.14

В случай, че се запази стъпката на дискретизация Δt по оста t , нека да представим стъпалната функция $S_k(t)$ от фиг. 1.14 в) чрез отделни дискретни стойности. Последните ще се формират при достигане на всяко разрешено ниво в съответната тактова точка $0, t_1, t_2, \dots, t_n$. Така се получава поредицата от дискрети на фиг. 1.14 г). Този сигнал вече е дискретен не само по оста t , а и по оста S . Подобна дискретизация се нарича комбинирана, т.е. по ниво и по време.

На практика всеки дискретен сигнал се превръща с помощта на някакъв (като правило двоичен) цифров код в цифров, което позволява неговото шумоустойчиво пренасяне по линията за връзка.

При реални ненулеви интервали ΔS , преходът от дискретния към цифровия сигнал е свързан неизбежно с известно деформиране по оста S , т.е. с въвеждането на известна грешка (с максимална стойност $\Delta S/2$), която е случайно разпределена по времевата ос и се нарича шум от квантуването. Шумът от квантуването е толкова по малък, колкото е по-малък интервалът ΔS между съседните нива на квантуване.

За фиг. 1.14 г) се вижда, че получените моментни дискретни стойности в точките $0, t_n, t_{n+1}$ и т.н. не съответстват на стойностите на аналоговата функция $S(t)$ в тези точки. Това несъвпадение способства за получаването на вече споменатия шум от квантуването.

1.4. Импулсно-кодови сигнали (ИКС).

При дискретизацията на сигналите видяхме, че всяко едно от N -те нива S_k на квантуване е представено с точно фиксирано число в някаква числова система. Ако числовата система е десетична, за това представяне са необходими 10-те цифри $0, 1, 2, \dots, 9$. Ако се приеме двоичната числова система, необходимите цифри са само две: 0 и 1.

В случай, че има N на брой нива на квантуване ще бъдат необходими m различни цифри. Ако се предположи, че за образуването на всяко число се използват n от тези m на брой цифри, това ще означава, че всичките N числа ще бъдат n -цифрени или n -разредени (защото броят на разредите на едно n -цифрено

число е n). Следователно, броят на числата, които могат да се образуват е

$$N = m^n \quad (1.28)$$

Ако се използва двоичен код ($m=2$) и $n=3$ (т.е. 3-разредни числа), възможните числа (комбинации) са

$$111, 110, 101, 100, 000, 001, 011, \text{ т.е. броят им е } 2^3=8.$$

В значителна част от приложенията импулсно кодовия сигнал (ИКС) е изграден на базата на двоични ($m=2$) 8 разредни ($n=8$) числа. Тогава от (1.28) се получава

$$N = 2^8 = 256,$$

т.е. 256 нива на квантуване, респективно 256 числа, които представят тези нива.

Алгоритъма за образуване на двоичните ($m=2$) n -разредни числа се базира на обикновената десетична числова система. Ако десетично число е z_{10} , цифрите в отделните разреди на съответното двоично число z_2 се получават от израза

$$z_{10} = a_{n-1} 2^{n-1} + a_{n-2} 2^{n-2} + \dots + a_1 2^1 + a_0 2^0 \quad (1.29)$$

където a_{n-1} (0 или 1) е цифрата в първия (най-старшия) разред, а a_0 (0 или 1)-цифрата в последния (най-младшия) разред.

При $n=8$ от (1.29) се получава

$$z_{10} = a_7 2^7 + a_6 2^6 + \dots + a_1 2^1 + a_0 2^0 \quad (1.30)$$

Например, на десетичното число $z_{10}=13$ ще съответства двоичното 8 разредно число $z_2=00001101$, защото съгласно (1.30) ще имаме

$$13 = 0 \cdot 2^7 + 0 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = \\ 0+0+0+0+8+4+0+1$$

По същият ачин може да се установи, че на $z_{10}=168$ съответства $z_2=10101000$, защото

$$168 = 1 \cdot 2^7 + 0 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = \\ 128+0+32+0+8+0+0+0$$

Както се спомена по-горе в двоичната числова система числата се записват с помощта на две различни цифри: 0 и 1. Тази система намира широко приложение в компютърната техника и много електронни устройства. Нейното основно предимство пред десетичната и други числови системи се състои в това, че дава възможност за представяне на числата от всякакъв разред с

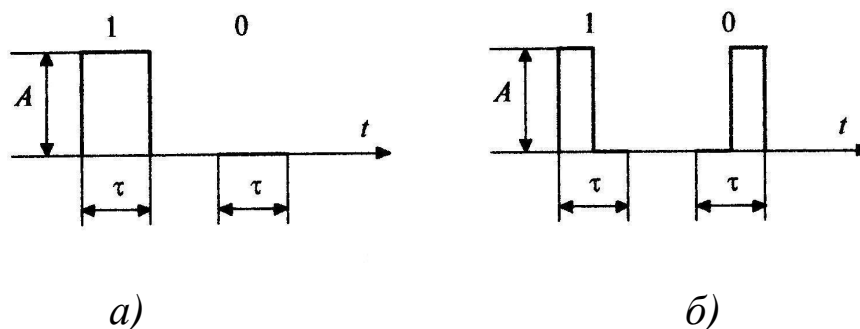
помощта на какъв да е физически елемент, имащ само две различни устойчиви състояния-релета, диоди, транзистори и др. Такива елементи работят по най-простия и сигурен принцип на действие-“да” или “не”, “включен” или “изключен”, “има ток” или “няма ток” и т.н.

Двоичният код на едно число може да се намери много лесно по следния начин. Числото се дели последователно на две, като всяко нечетно делимо се намалява мислено най-напред с единица, за да се получи четно число и след това се дели на две. Резултатите от деленето се подреждат в колона, след което от дясно срещу всяко число ще се пише “1” ако числото е нечетно, или “0”, ако числото е четно. Получената колона от единици и нули, прочетена отдолу нагоре, е съкратения двоичен запис, т.е. търсеният двоичен код на числото.

Например, за двоичния код на числата 10, 13, 64, 186 се получава:

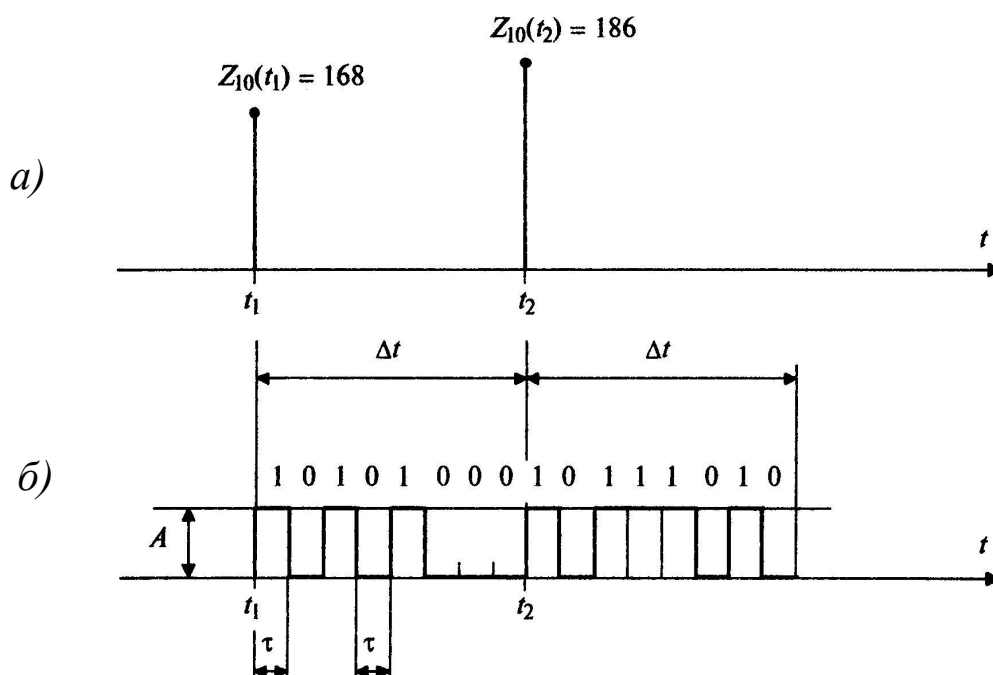
10	0	13	1	64	0	186	0
5	1	6	0	32	0	93	1
2	0	3	1	16	0	46	0
1	1	1	1	8	0	23	1
				4	0	11	1
				2	0	5	1
				1	1	2	0
						1	1
				1000000		10111010	

В комуникационната техника, практическото формиране на ИКС, цифрата 1 се реализира чрез кодов импулс с амплитуда A и продължителност τ , а цифрата 0-чрез кодов импулс с нулева амплитуда, т.е. чрез кодова пауза, и с продължителност също τ (фиг. 1.15 а).



фиг. 1.15

Възможни са и други разновидности на двоичния цифров код (респ. на ИКС), например показаната на фиг. 1.15 б.



Фиг. 1.16

Нека се разгледа една малка част от цифров сигнал, която обхваща само две съседни по оста t квантувани дискретни извадки от първоначален аналогов сигнал, направени в моментите t_1 и t_2 ($t_2 - t_1 = \Delta t$ е стъпката на дискретизация).

Ако се приеме, че в десетичната числова система $z_{10}(t_1) = 168$ и $z_{10}(t_2) = 186$ (фиг. 1.16а), то тогава при $m=2$, $n=8$ съгласно (1.30) съответната част от ИКС ще има изображения на фиг. 1.16 б) вид.

1.5. Случайни и детерминирани сигнали.

Критерият за разделяне на сигналите на *случайни* (стохастични) и *детерминирани* (определени) е вероятността за поява на дадена стойност на сигнала в един предстоящ момент от времето.

Случайни се наричат сигналите $S(t)$, чието развитие по оста t не е предварително известно. Стойностите на тези сигнали по времевата ос в бъдещето са прогнозни с ниска степен на достоверност, т.е. с вероятност p , която може да бъде значително по-малка от единица.

Детерминирани се наричат сигналите $S(t)$, чието развитие по оста t е предварително известно. Стойностите на детерминираните сигнали могат да бъдат предсказани със 100 % - ова сигурност, т.е. с вероятност p , която е равна на единица.

Нека да разгледаме един цифров сигнал, който може да приема N на брой равновероятни стойности S_k . Не е известно, коя от тези стойности S_k ще се осъществи в един бъдещ момент от времето t_n . Известно е само (от теорията на вероятностите), че вероятността за осъществяване на всяка една от тези стойности е

$$p(S_k) = \frac{1}{N} \quad (1.31)$$

откъдето следва, че

$$\sum_{k=0}^N p(S_k) = 1 \quad (1.32)$$

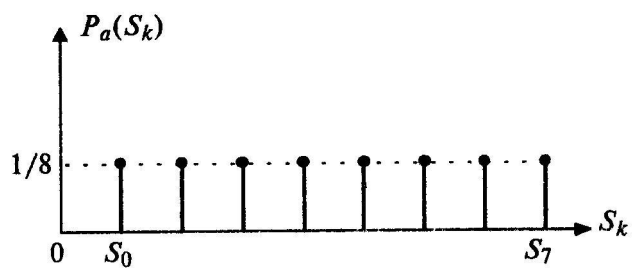
Очевидно е, че сигналят в този случай е случаен, тъй като $p(S_k) < 1$.

На фиг. 1.17 а) е показан сигнал с осем на брой равновероятни стойности, т.е. $N=8$ и $P(S_k)=1/8$. Ако броят N на възможните стойности S_k е по-малък, то вероятностите $P(S_k)$ ще бъдат по-големи и степента на случайност на сигнала ще се намали. Например, при $N=4$, $P_b(S_k)=1/4$ (виж фиг. 1.17 б).

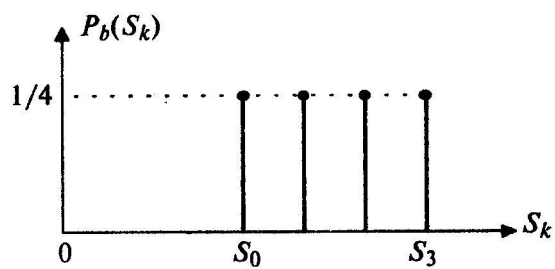
Ако продължим да намаляваме N , съответно ще се увеличава $P(S_k)$; при $N=2$, $P_c(S_k)=1/2$ (фиг. 1.17 в). Накрая при $N=1$ (фиг. 1.27 д) се получава $P_d(S_k)=P(S_0)=1$. В този случай се получава само една разрешена стойност S_0 на сигнала и нейното съществуване във всеки един от предстоящите моменти на времето е абсолютно сигурно. Това значи, че степента на случайност в случая е нулева, т.е. сигналят в този случай *не е случаен*.

Очевидно е, че се достига до една гранична ситуация, в която *случайния* сигнал се е превърнал в предварително определяем, т.е. в априорно известен *детерминиран* сигнал.

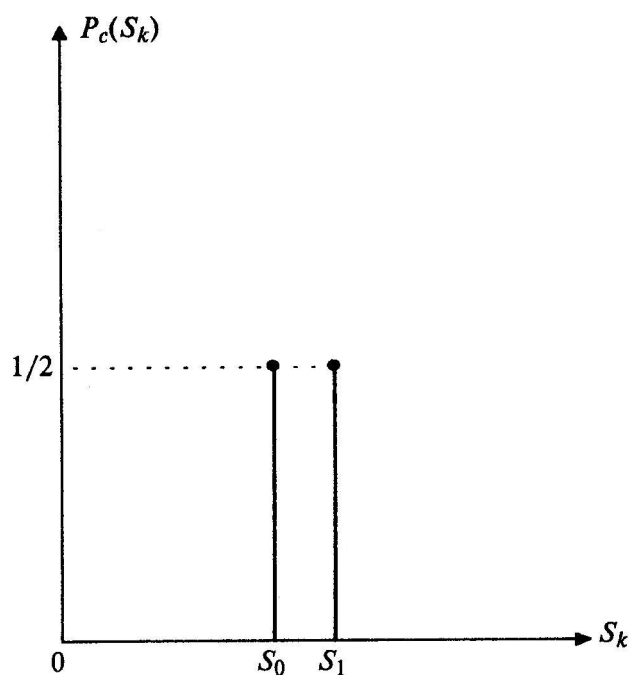
По тази причина може да се приеме, че термина *детерминиран сигнал* е обоснован, ако зад него стои разбирането за един *граничен частен случай* на *случайния сигнал*.



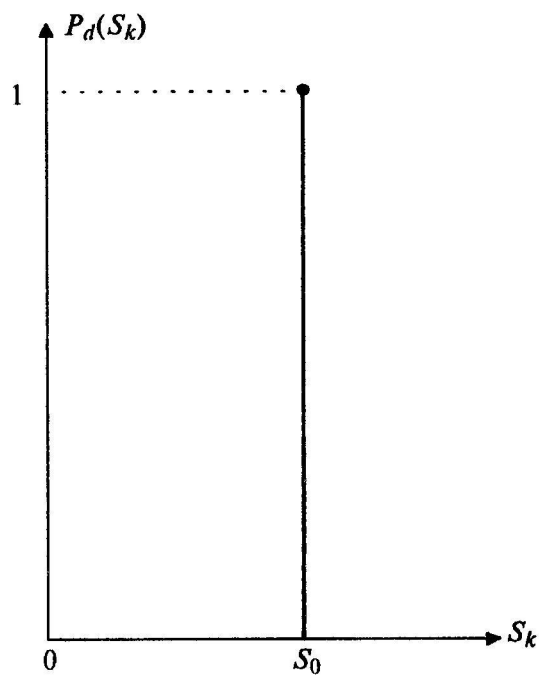
a)



б)



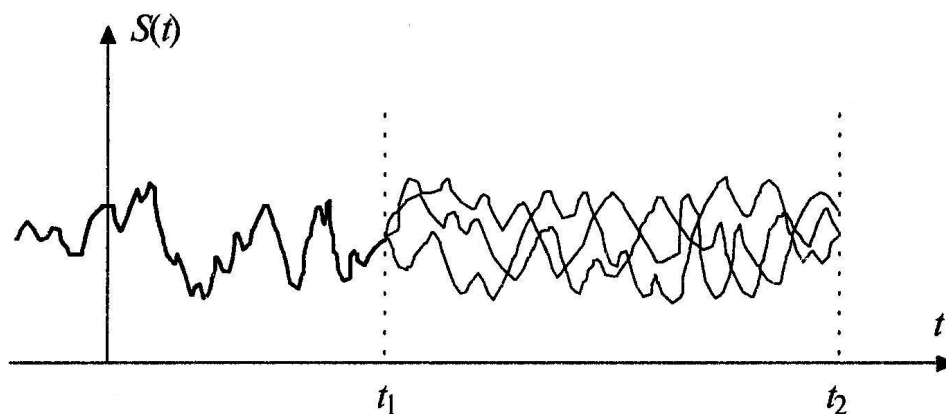
в)



г)

фиг.1.17

Нека сега да разгледаме един непрекъснат сигнал от вида показан на фиг. 1.18. Предполага се, че сигналът $S(t)$ е вече регистриран в интервала $t \leq t_1$, т.е. законът за неговото изместване е известен. В следващия интервал обаче $t_1 < t < t_2$, S може да се изменя по най-различен начин в зависимост от информационното му съдържание.



фиг. 1.18

След изтичане на времето между моментите t_1 и t_2 вече може да се разполага с конкретна форма на сигнала $S(t)$ в интервала $t_1 < t \leq t_2$. Априорната неопределеност на $S(t)$ в този интервал е вече разкрита и съответното му количество информация вече е получено. Регистрираната конкретна *реализация* на $S(t)$ е неслучайна функция на времето. Тогава тази неслучайна (детерминирана) конкретна реализация би могла да бъде възприемана като определен сигнал в интервала $t_1 - t_2$ на действителния *случаен сигнал*.

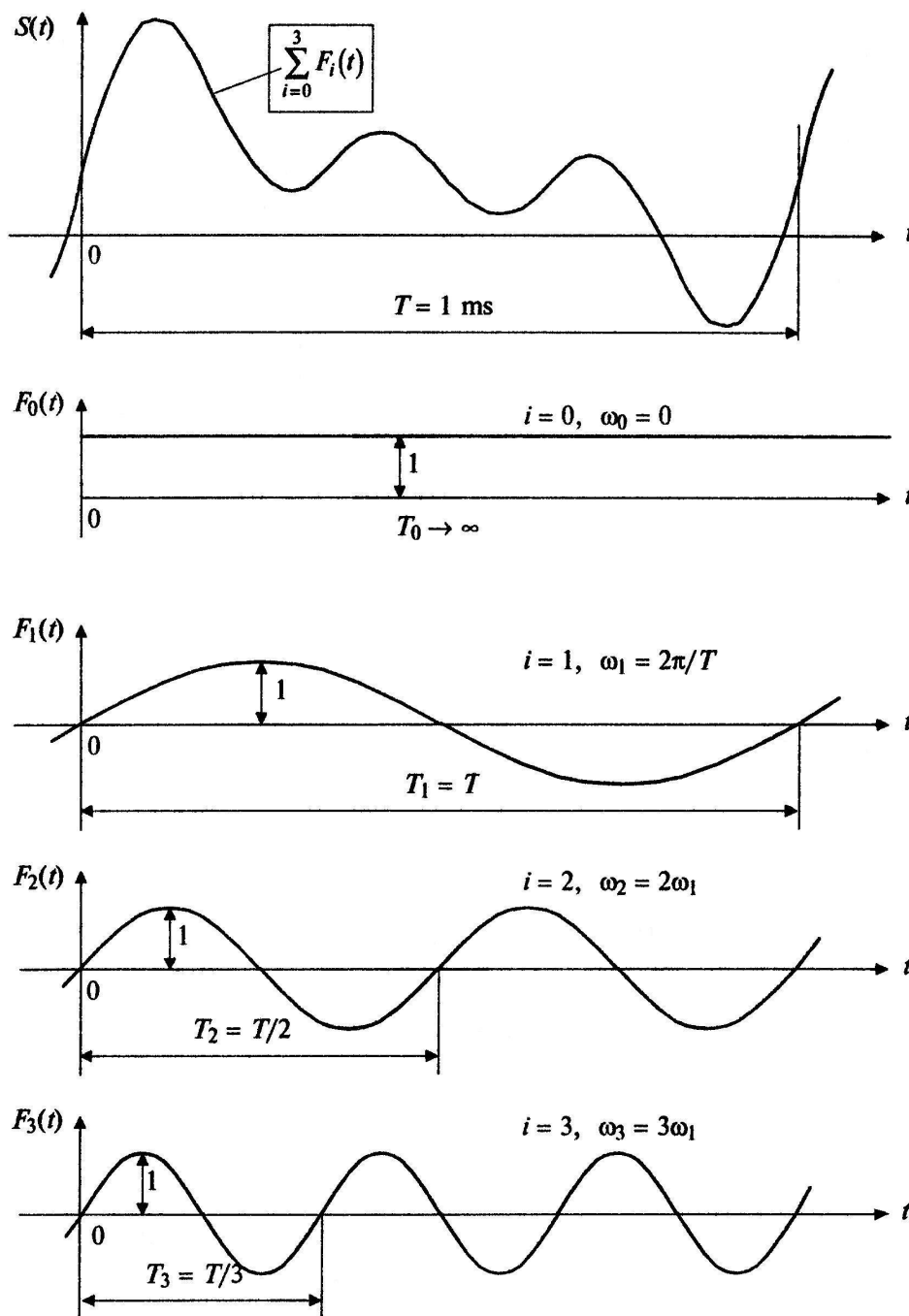
Може да се направи окончателния извод, че *всички сигнали са по същество случайни*. Детерминираният сигнал трябва да се разглежда като един методически *полезен теоретичен модел* на реалните сигнали.

1.6. Спектър на сигналите.

Както стана известно по-горе, в теорията на сигналите и системите се използват два класа математичи представяния на сигналите в областта на времевата координатна област и в честотната област. Всеки от тях поотделно дава възможност за изчерпателно аналитично описание на свойствата на даден вид сигнал. В този смисъл двата класа представяния на сигналите са еквивалентни.

На фиг. 1.19 е изобразена една част от сигнала $S(t)$ с примерна продължителност $T=10^{-3}$, $S=1$ ms по оста, която се повтаря наляво и надясно по оста t , т.е. сигналът е периодичен с период T . На същата фигура и в същите мащаби са изобразени още четири функции

$F_0(t) \dots F_3(t)$. Едната от тях $F_0(t)$ е константна величина, но може да се разглежда като хармонична функция с нулева честота $f_0=0$ (с $T_0 \rightarrow \infty$), т.е. с безкрайно бавно изменение по оста t . Другите три функции са наистина хармонични (синусоиди).



фиг.1.19

Периодът T_1 на първата е равен на периода T на $S(t)$, т.е. честотата и е

$$f_1 = 1/T_1 = 1/10^{-3} = 1 \text{ kHz}.$$

Периодите на втората и на третата синусоиди са съответно $T_2 = T/2$ и $T_3 = T/3$. Следователно имаме $f_2 = 1/T_2 = 1/(10^{-3}/2) = 2 \text{ kHz}$ и $f_3 = 1/T_3 = 1/(10^{-3}/3) = 3 \text{ kHz}$. За улеснение се приема, че всички амплитуди са равни на единица и всички начални фази-на нула.

Чрез непосредствена графична суперпозиция на четирите синусоиди с $f_0 = 0$, $f_1 = 1/T$, $f_2 = 2f_1$, $f_3 = 3f_1$ от фиг. 1.19 може да се установи, че сигналът $S(t)$ е сума от $F_0(t)$, $F_1(t)$, $F_2(t)$ и $F_3(t)$ и може да се напише

$$S(t) = \sum_{i=0}^3 F_i(t), \quad (1.33)$$

откъдето следва

$$\begin{aligned} S(t) &= 1 + \sin 2\pi f_1 t + \sin 2\pi f_2 t + \sin 2\pi f_3 t = \\ &= 1 + \sin 2\pi f_1 t + \sin 2\pi (2f_1) t + \sin 2\pi (3f_1) t = \\ &= 1 + \sin \omega_1 t + \sin 2\omega_1 t + \sin 3\omega_1 t \end{aligned} \quad (1.34)$$

От (1.34) се вижда, че сигналът $S(t)$ в този пример може да се представи като сума от хармонични съставлящи (в случая-четири) както следва:

- честотата на първата ($i=0$) е нулева (тя е *постоянна съставляща*);
- кръговата честота на втората ($i=1$) е ω_1 (тази съставляща се нарича *основна*, защото нейният период T_1 е равен на периода T на самия сигнал $S(t)$);
- кръговата честота на третата ($i=2$) и на четвъртата ($i=3$) са $2\omega_1$ и $3\omega_1$, т.е. те са *кратни* на кръговата честота на основната хармонична съставляща.

Като се има в предвид, че

$$\omega_1 = 2\pi f_1 = 2\pi \cdot 10^3 \text{ rad/s}$$

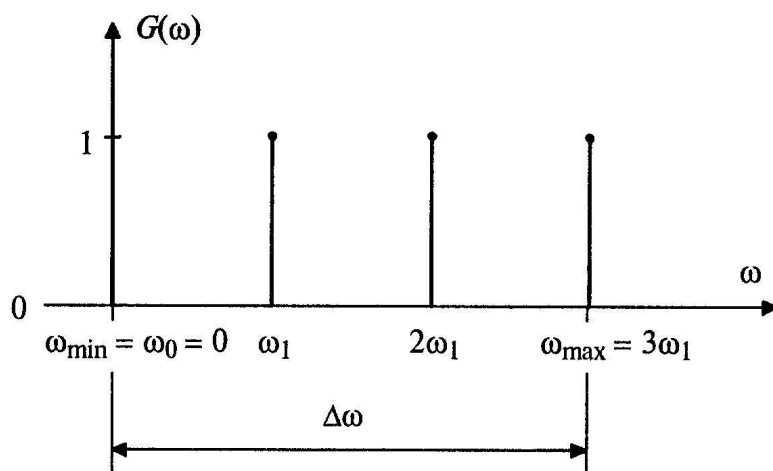
изразът (1.34) може да се запише и във вида

$$G(\omega) = \begin{cases} 1; & \omega = 0; \omega = \omega_1; \omega = 2\omega_1; \omega = 3\omega_1 \\ 0; & \omega \neq 0; \omega \neq \omega_1; \omega \neq 2\omega_1; \omega \neq 3\omega_1 \end{cases} \quad (1.35)$$

Функцията $G(\omega)$ е търсеното представяне на разглеждания конкретен сигнал в честотната област. Тази функция се нарича *спектр на сигнала $S(t)$* .

Представянето на сигнала в честотната област може да се изобрази и графично. Ясно е, че в този случай спектърът (1.35) ще

изглежда така, както е показано на фиг. 1.20 при допускането, че всички амплитуди на хармоничните са 1.



фиг. 1.20

Широчината на честотната лента (по скалата на кръговите честоти) е

$$\Delta\omega = \omega_{max} - \omega_{min} = 3\omega_1 - 0 = 3\omega_1 = 6\pi \cdot 10^3 \text{ rad/s}.$$

Съответно за спектъра $G(t)$ се получава

$$\Delta f = f_{max} - f_{min} = f_3 - f_0 = 3f_1 - 0 = 3f_1 = 3 \text{ kHz}$$

В общия случай, когато представянето на сигнала в координатната област е $S(t, x, y, z)$, представянето му в честотната област (спектърът му) ще бъде функция от вида $G(\omega, u, v, w)$ или $G(f, f_x, f_y, f_z)$.

Очевидно е, че колкото по-бързи са измененията във времето на сигнала $S(t)$, толкова по-висока ще бъде честотата на най-високочестотната хармонична съставляща на неговия спектър $G(\omega)$ и толкова по-широка ще бъде заемащата от този спектър честотна лента $\Delta\omega$ по оста ω .

1.7. Основни сведения за системите.

Думата *система* произлиза от гръцката дума “*systema*”-цяло, съставено от части. Системата може да бъде представена като процес, при който резултатът е преобразуването и обработката на сигнали.

За една техническа система е характерно следното:

а) тя е съвкупност от краен брой елементи, които са обединени в едно цяло;

б) между елементите съществуват определени отношения (връзки);

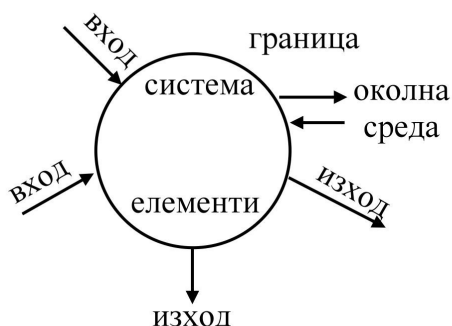
в) съвкупността от елементи е подчинена на определена цел; в нея съществува определен ред;

г) елементите имат относителен характер; те от своя страна могат да бъдат толкова сложни, че да са една подсистема, (субсистема) на разглежданата.

Например, може да се посочи единната автоматизирана система на съобщенията. Нейни елементи са подсистемите за кабелни, радиорелейни и спътникови връзки. Или пък дадена система получава записан звуков сигнал и го възпроизвежда. Ако тази система, чрез една подсистема за регулиране на тона може да променя своите параметри ще се променя качеството на тона на възпроизвеждания сигнал.

В широкия смисъл на думата системата означава определени правила, инструкции, установен ред и т.н. За пример могат да се посочат системата за социално осигуряване, съдебната система, политическата система, нервната система и др.

Обвиващата повърхнина, която отделя системата от околната среда се нарича граница на системата (фиг.1.21).



фиг. 1.21



фиг. 1.22

Елементите и връзките между тях определят структурата на системата.

Чрез *входовете* се осъществява отношението околна среда-система. Броят на входовете е неограничен.

Обратното отношение система-околна среда зависи от *изхода*. Има системи с един изход или много изходи.

В общия случай системата се характеризира с m входа и n изхода.

Системите, както и сигналите са *непрекъснати и дискретни*.

Непрекъснатата система (фиг.1.22а) преобразува непрекъснатия входен сигнал $S_{\text{вх}}(t)$ в непрекъснат изходен сигнал $S_{\text{изх}}(t)$. Входният сигнал се нарича *входно въздействие*, а изходният- *изходна реакция*. Двата сигнала са свързани чрез оператора Φ , който се дава чрез преобразуването

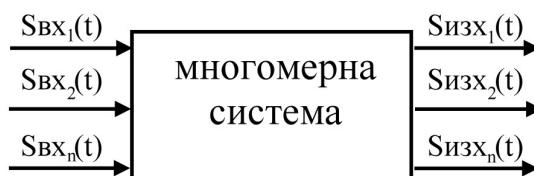
$$S_{\text{изх}}(t) = \Phi[S_{\text{вх}}(t)]. \quad (1.36)$$

Преобразуването може да бъде линейно и нелинейно.

Дискретната система (фиг.1.22 б) преобразува дискретен входен сигнал в дискретен изходен сигнал

$$S_{\text{изх}}(n) = \Phi[S_{\text{вх}}(n)]. \quad (1.37)$$

Многомерната система има m входа и n изхода (фиг.1.23).



фиг. 1.23

При нея въздействието и реакцията са многомерни вектори, на които съответстват $S_{\text{вх1}}(t), S_{\text{вх2}}(t) \dots S_{\text{вх } m}(t)$ и $S_{\text{изх1}}(t), S_{\text{изх2}}(t) \dots S_{\text{изх } n}(t)$. Преобразуването и тук се изразява аналогично на 1.36 по следния начин

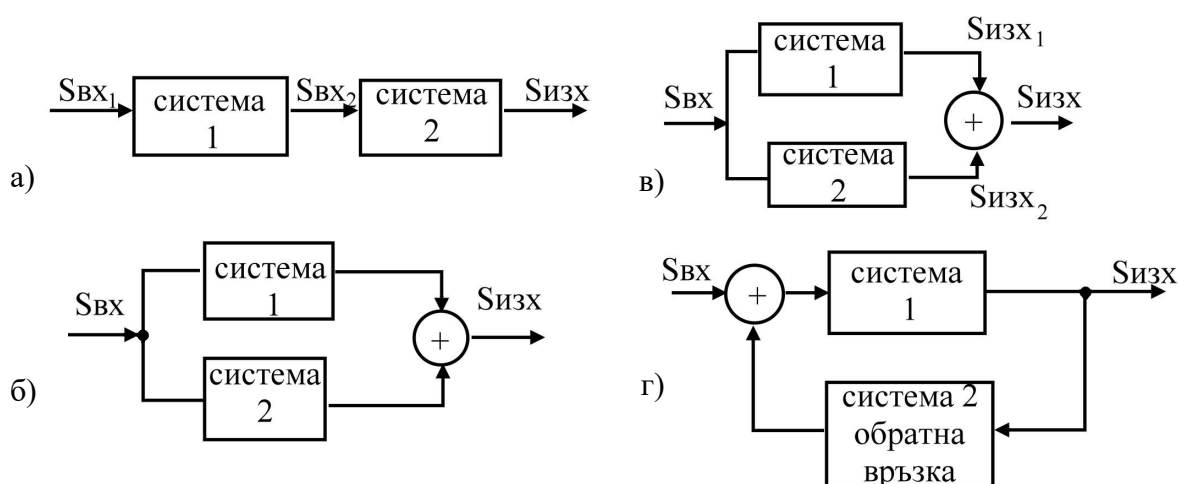
$$S_{\text{изх}}(t) = \Phi[S_{\text{вх}}(t)] .$$

Входният сигнал $S_{\text{вх}}(t)$ принадлежи на множество функции, за които е дефиниран операторът Φ . Например, не може една дискретна система да преобразува непрекъснати сигнали и обратно.

За пълното описание на системата е необходимо да се зададе нейното начално състояние $S_{изх}(t_0)$. Например, за една пасивна електрическа верига е от значение дали са заредени кондензаторите в нея, за един тригер-в кое от двете възможни състояния се намира и т.н.

Две системи могат да се свържат *последователно* (фиг. 1.24 а), *паралелно* (фиг. 1.24 б) или *смесено* (фиг. 1.24 в). Особен интерес представляват системите с *обратна връзка* (фиг. 1.24 г). Чрез обратната връзка се връща част от изходния сигнал към входа на системата и по този начин се влияе върху показателите на самата система.

На фиг. 1.3 е показана конфигурацията на една типична система за комуникационна връзка. В нея могат да се различат подсистеми, а в тях и съответните елементи.



фиг. 1.24

1.8. Свойства на системите.

За техническите системи имат значение някои основни свойства, които са свързани с тяхното функциониране и най-вече с математическото им описание.

Каузалност (причинност). С това свойство се отличават системите, при които изходният сигнал във всеки момент зависи само от стойностите на входния сигнал в дадения момент и моментите преди него. Тези системи освен каузални се наричат още и *неизпреварващи*, тъй като входния сигнал не изпреварва изходния. Например, електронния усилвател е неизпреварваща система,

защото изходния сигнал зависи от входния и не може да го изпревари.

Системи с и без памет. Системата е без памет, ако сигналът на нейният изход в даден момент зависи само от входния сигнал в същия момент. Например, една верига съставена само от резистори е без памет; няма причина изходният сигнал да закъснее по отношение на входния.

За една непрекъсната система без памет важи зависимостта

$$S_{\text{изх}}(t) = k_1 S_{\text{вх}}(t), \quad (1.38)$$

където $k_1 = \text{const}$.

За дискретна система зависимостта (1.38) има следния вид

$$S_{\text{изх}}[n] = k_2 S_{\text{вх}}[n]; \quad k_1 = \text{const}. \quad (1.39)$$

За системите с памет е характерно, че изходният сигнал в даден момент зависи от стойността на входния сигнал не само в този момент, но от стойности преди и след това. Количественото изразяване на това свойство за непрекъснати и съответно за дискретни системи е следното:

$$S_{\text{изх}}(t) = k_1 S_{\text{вх}}(t - \tau) \quad (1.40)$$

$$S_{\text{изх}}[n] = k_2 S_{\text{вх}}[n - m], \quad (1.41)$$

където τ и m са закъснения.

Други примери са:

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i(t) dt \quad (1.42)$$

$$S_{\text{изх}}[n] = \sum_{m=-\infty}^n S_{\text{вх}}[m] \quad (1.43)$$

В първия случай (1.42), изходният сигнал е напрежението на кондензатора, а входният-токът на зареждане.

Вторият случай (1.43), засяга натрупването (сумирането) на дискретни сигнали, т.е. дискретната стойност на изходния сигнал в момента n зависи от дискретната стойност на входния сигнал в този момент и от всички негови дискретни стойности в предшестващите моменти от време.

Устойчивост на системата. Една система е устойчива, ако при въздействие на малки сигнали, реакциите не са растящи. Това означава още, че ако входните сигнали са ограничени, изходните сигнали също са ограничени.

Устойчивостта се разглежда още и като свойство на системата да запазва равновесното си състояние, ако бъде изведена от него за кратко време.

Стабилност на параметрите на системата. Параметрите на системата изразяват количествено нейните свойства. Например, параметър на електронния усилвател е коефициентът на усилване. Стабилността на коефициента на усилване е свойството му да не се изменя във времето под влияние на външни фактори: захранващо напрежение, температура, товара, стареене на елементите и пр.

Линейност. Една система е линейна, ако за нея важи принципът на суперпозицията. Той се състои в следното. *Когато на входа на системата се въздейства със сума от входни сигнали, изходният сигнал е сума от реакциите на тези сигнали.* Математически това се изразява чрез условията:

$$\Phi [S_{ex1} + S_{ex2} + \dots] = \Phi [S_{ex1}] + \Phi [S_{ex2}] + \dots \quad (1.44)$$

$$\Phi [a S_{ex}] = a \Phi [S_{ex}] \quad (1.45)$$

Първото условие отразява свойството адитивност. Второто се разглежда като еднородност, мащабиране или хомогенизиране, т.е. умножението с константа се запазва и след преобразуване на сигнала.

Изразите (1.44) и (1.45) важат за непрекъснати и за дискретни сигнали. В първият случай $S_{ex} = S_{ex}(t)$, а във втория $S_{ex} = S_{ex}[n]$.

Линейните системи се характеризират и с това, че когато входния сигнал $S_{ex} = 0$, изходният сигнал също е равен на нула, т.е. $S_{изх} = 0$.

Линейните системи се описват с линейни алгебрични, диференциални и диференчни уравнения. В реакцията се съдържат само честотните съставки, които се съдържат във въздействието.

Ако системата не отговаря едновременно на условията за адитивност и еднородност, тя е нелинейна.

Стационарност (инвариантност във времето). Това свойство се изразява в запазване на свойствата на системата във времето. Във връзка с това се фиксира моментът на отчитане на времето t_0 . При преместване на входния сигнал се предизвиква съответно преместване на изходния сигнал или

$$\Phi[S_{\text{вх}}(t \pm t_0)] = S_{\text{изх}}(t \pm t_0). \quad (1.46)$$

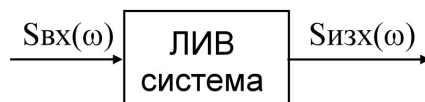
Ако не е спазено условието (1.46), системата е *нестационарна*. Системите, които са *линейни и стационарни* се нарият още *линейни инвариантни във времето (ЛИВ) системи*.

За *дискретни системи* (1.46) добива вида:
 $\Phi[S_{\text{вх}}(n \pm n_0)] = S_{\text{изх}}(n \pm n_0).$

1.9. Характеристики на линейна стационарна система.

За линейните стационарни системи най-съществени са *коэффициентът на предаване, импулсната и преходната характеристика*. Чрез тези характеристики се разкриват свойствата на системите в честотната и времевата област.

На фиг. 1.25 е показана ЛИВ система съответно с входно въздействие с хармоничен сигнал $S_{\text{вх}}(\omega)$ и изходна реакция $S_{\text{изх}}(\omega)$.



фиг. 1.25

Коэффициентът на предаване е равен на отношението на изходния и входния сигнал, представени като комплексни величини

$$\dot{T}(\omega) = \frac{\dot{S}_{\text{вх}}[\omega]}{\dot{S}_{\text{изх}}[\omega]} \quad (1.47)$$

Коефициентът на предаване може да се запише още по следния начин:

$$\dot{T}(\omega) = \dot{T}(\omega) e^{j\varphi_T(\omega)} \quad (1.48)$$

Очевидно е, че модулет $|\dot{T}(\omega)|$ е функция на честотата. Практически той показва как се предават през дадена система различните честотни съставки на сигнала. Прието е $|\dot{T}(\omega)|$ да се

нарича *амплитудно-честотна характеристика* или само за простота *честотна характеристика на системата*.

Като пример може да се посочи честотната характеристика на един електронен усилвател. Тя трябва да бъде равномерна за целия честотен спектър на входния сигнал, в противен случай усиленият сигнал освен по мощност ще се отличава от входния сигнал и по спектър. За усилвателите, използвани в звукотехниката това означава да не се усилят нормално съставките от определена част на честотната лента.

Несъответствието между входния и изходния сигнал, породени от нееднаквото предаване на различните честотни съставки, се наричат *честотни изкривявания*. Тяхното количествено оценяване се извършва чрез неравномерността на честотната характеристика, изразена в децибели. Тя е различна за различните електронни устройства. Например, за електрическите филтри тя е голяма защото има област на пропускане и област на непропускане за съответните части на спектъра. Обичайните стойности са няколко десетки децибела. За усилвателите в звукотехниката неравномерността не превишава (1-3) dB в зададена честотна лента.

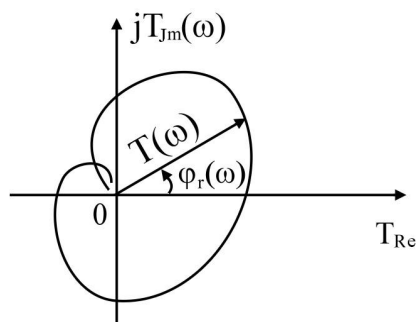
Функцията $\Phi_T(\omega)$ се нарича *фазо-честотна характеристика на системата*. Както се вижда, тя показва дефазирането на отделните честотни съставки. Това е от голямо значение при обработката на сигнали, особено тези, които пренасят визуална информация.

Коефициентът на предаване може да се представи с две отделни графики съответно за $T(\omega)$ и $\varphi_T(\omega)$ или с обща графика, както се представят функциите на комплексна променлива, т.е.

$$\begin{aligned} \dot{T}(\omega) &= T_{\text{Re}}(\omega) + j T_{\text{Im}}(\omega) \\ T(\omega) &= \sqrt{T_{\text{Re}}^2(\omega) + T_{\text{Im}}^2(\omega)} \\ \varphi_T(\omega) &= \arctg \frac{T_{\text{Im}}(\omega)}{T_{\text{Re}}(\omega)} \end{aligned} \quad (1.49)$$

Като се използва (1.49), в комплексната равнина може да се начертае графиката на $\dot{T}(\omega)$. На фиг. 1.26 е показан примерния вид на такава графика при изменения на честотата от 0 до ∞ . Тя е много

полезна, когато се изследва устойчивостта на системата с обратна връзка.



фиг. 1.26

За коефициента на предаване на една *дискретна система* важат същите обяснения с тази разлика, че времето трябва да се дискретизира: $t = n T$. Тогава сигналът за изпитване при единична амплитуда се изразява с експонента и дискретни стойности на времето:

$$S_{ex}(n) = e^{j n \omega}$$

Очевидно е, че интервалът на дискретизиране T се подразбира. Понякога за избягване на недоразумения, коефициентът на предаване на дискретната система се записва по следния начин: $T(e^{j n \omega})$. Вместо $\dot{T}(\omega)$ се срещат означения $\dot{K}(\omega)$ или $\dot{H}(\omega)$.

Импулсна характеристика. Импулсната характеристика на линейната стационарна система се определя като реакция, когато на входа въздейства единичен импулс $\delta[n]$ или $\delta(t)$. Нека я означим с $g[n]$ или $g(t)$.

За дискретна система $g[n]$ е

$$g[n] = \Phi[\delta(n)] \quad (1.50)$$

За непрекъснатата система има вида

$$g[t] = \Phi[\delta(t)] \quad (1.51)$$

Чрез импулсаната характеристика се проследява във времето изходния сигнал, като се използва конволюцията. Като се използва израз (1.9), входния сигнал може да се запише по следния начин

$$S_{ex}[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_{ex}[m] \delta[n - m]$$

Ако спрямо $S_{ex}[n]$ се приложи операторът $\Phi[]$, се получава реакцията, т.е. изходния сигнал

$$S_{u_{zx}}[n] = \Phi \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} S_{ex}[m] \delta[n-m] \right] \quad . \quad (1.52)$$

Съгласно приципът на суперпозицията (системата е линейна) и това, че операторът е в сила за функция на времето, т.е. за единичния импулс $\delta[n-m]$, който зависи от n , а не за $S_{ex}[m]$, следва

$$S_{u_{zx}}[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_{ex}[m] \Phi[\delta(n-m)] \quad (1.53)$$

Като се отчете, че и системата е стационарна, което означава, че

$$\Phi[\delta(n-m)] = g[n-m] \quad (1.54)$$

и като се вземе под внимание (1.54), от (1.53) се получава, че

$$S_{u_{zx}}[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_{ex}[m] g[n-m] \quad . \quad (1.55)$$

Следователно изходният сигнал може да се получи чрез конволюцията на входния сигнал и импулсната характеристика на линейната стационарна система.

При наслагването, което се изразява чрез (1.9), няма значение дали сигналът ще се измества или единичния импулс. Ето защо на (1.55) е равностойна формата

$$S_{u_{zx}}[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_{ex}[n-m] g[m] \quad (1.55 \text{ а})$$

По аналогичен начин от (1.19) могат да се получат зависимостите и за непрекъснатата система, като се вземе под внимание, че интегрирането е граничен случай на сумиране

$$S_{u_{zx}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{ex}(\tau) g(t-\tau) d\tau \quad (1.56)$$

$$S_{u_{zx}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{ex}(t-\tau) g(\tau) d\tau \quad (1.57)$$

Изразите (1.56) и (1.57) са известни в литературата и с названието *интеграл на Дюамел*.

Преходна характеристика. Преходната характеристика на линейна стационарна система се определя с реакцията $h(t)$, когато на входа въздейства единична функция, т.е.

$$\begin{aligned} \Phi[\delta(t)] &= h(t) \\ \Phi[\delta(t-t_0)] &= h(t-t_0) \end{aligned} \quad (1.58)$$

Зависимостите (1.58) важат за *непрекъснати системи*.

За *дискретни системи* означенията са

$$\Phi[\delta(n)] = h(n)$$

$$\Phi[\delta(n - n_0)] = h(n - n_0) \quad (1.59)$$

Преходната характеристика се разглежда обикновено като отношение на изходния сигнал $S_{изх}(t)$ към неговата установена стойност $S_{уст}$, която се получава при $t \rightarrow \infty$, т.е. при достатъчно дълго време от практическа гледна точка

$$h(t) = \frac{S_{изх}(t)}{S_{уст}} \quad (1.60)$$

Величините $S_{изх}$ и $S_{уст}$ се определят, като се изследва преходния процес. За целта се използват диференциални и диференчни уравнения.

Практически за измерване на преходната характеристика на електрическа верига се използва поредица от правоъгълни импулси с достатъчна продължителност, за да се наблюдава чрез осцилоскоп установяването на фронта. То се изразява количествено чрез времето за установяване t_y , което се отчита при ниво $0,9 S_{изх}$.

ВТОРА ГЛАВА

КАНАЛИ ЗА ПРЕНАСЯНЕ НА ИНФОРМАЦИЯТА И НЕЙНОТО КОЛИЧЕСТВЕНО ОПРЕДЕЛЯНЕ

2.1. Видове комуникационни линии за пренасяне на информация.

Линия за връзка (комуникационна линия) представлява средата, в която се разпространяват сигналите носещи информация.

За предаване на информация с помощта на различни технически средства е необходим определен честотен диапазон. Например, докато за телефона е достатъчна честотна лента от 3400 Hz, то за нуждите на радиолокацията е необходима честотна лента около 10 MHz, а за нуждите на сателитната телевизия - 12GHz. Не всяка обаче свързочна линия може да осигури необходимия честотен диапазон за предаване на определена информация, което се вижда от таблица 2.1, където честотната лента е дадена в kHz.

Табл. 2.1

Кабел високочестотен	4 500
Кабел коаксиален	40 000
Радиорелейна линия	100 000 000
Линия за оптична връзка	1 000 000 000 000

В зависимост от вида на свързочните линии, те се делят на радио (въздушни), жични (метални), оптични (светлинен лъч), хидроакустични (вода).

Радиолинията представлява част от пространството, в която се разпространяват електромагнитните вълни. Особеностите на разпространението на радиовълните ще бъде разгледано по-нататък.

Метални свързочни линии-използват се в диапазона от части от херца до десетки килохерца. В *нискочестотния диапазон*, обикновено до 10 kHz, една такава линия за връзка се приема, че тя представлява линия със съсредоточени параметри.

Ограничението на честотния диапазон е обусловено от това, че с увеличаването на честотата нараства активното съпротивление на проводниците под влияние на повърхностния ефект. Максималната дължина на жичната линия се определя от затихването в нея, което

се влияе от вида на проводника (мед, алуминий, стомана), диаметъра, разстоянието между проводниците, изолацията между тях, влажността на въздуха и т.н.

За предаване на информация могат да се използват и електропреносните високоволтови линии. Към достоинства на същите може да се посочи тяхната здравина, строгия надзор по тях. Недостатъците на тези линии се явяват значителните смущения, използването на специални разделителни устройства, тяхното планово и аварийно изключване.

Във *високочестотния диапазон* (над 12 kHz), всяка реална линия се разглежда като линия с разпределени параметри. Към тях спадат *откритите линии* с два или четири проводника, *коаксиалните линии* и *вълноводите*.

Фидерът е линия, чрез която се предава енергия от източника към консуматора. Те се делят на:

- *Симетрични фидери*. Използват се предимно в областта на късите вълни и УКВ. Най-простия симетричен фидер е *двупроводната открита линия* (фиг.2.1 а). Състои се от два успоредни медни проводника, разположени симетрично спрямо земята и околните предмети. Конструктивно това се постига чрез употребата на дистанционни в.ч. изолатори. Вълновото съпротивление зависи изключително от геометричните размери на сечението на проводниците и се изчислява по формулата

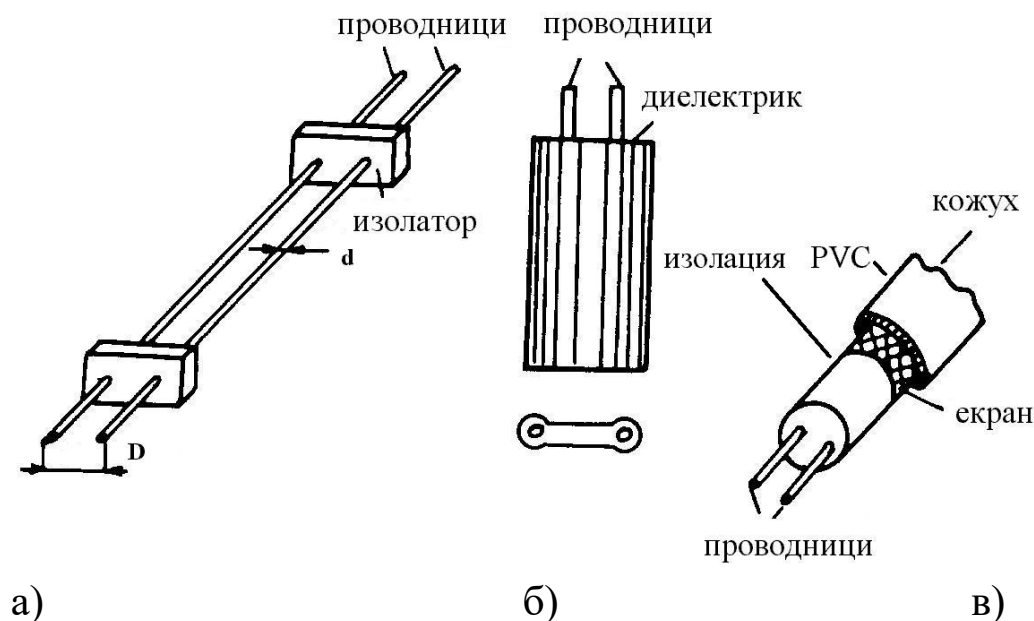
$$\rho \approx 276 \lg \frac{2D}{d},$$

където D е разстоянието между центровете на проводниците, а d -техния диаметър.

Симетричните лентови кабели са направени от два успоредни проводника, запресовани в полиетиленова изолационна лента (фиг. 2.1 б). Най-често двата проводника са многожични, съставени от седем калайдисани или посребрени проводника с диаметър 0,3 mm.

Лентовите кабели се произвеждат със сравнително високо вълново съпротивление - 240 или 300 Ω . Макар и неекранирани, притежават известна защита срещу проникването на външни смущения. Степента на проникване на смущения зависи от симетричността на двата проводника спрямо земята и околните

предмети. Тя може значително да се подобри чрез усукване на кабела около оста му с 3-5 усуквания на метър.



фиг. 2.1

Поради малкото си затихване лентовите кабели са подходящи за направата на фидерни линии при приемане на слаби телевизионни УКВ/ЧМ сигнали. Стандартното му вълново съпротивление е около 270Ω .

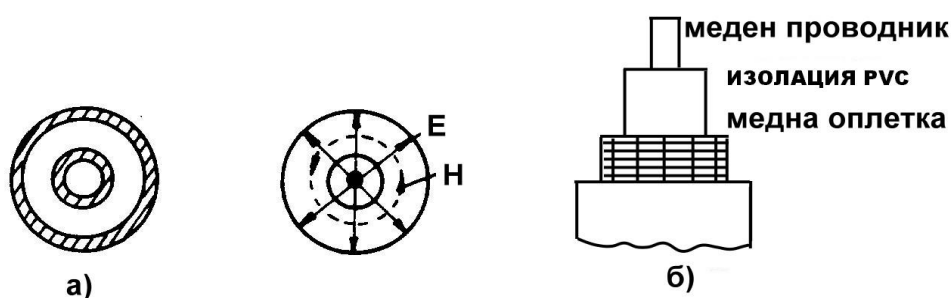
Подобно устройство има и *кръглият симетричен кабел*. Той е направен от два едножични проводника, поставени симетрично в цилиндрична в.ч. изолация, която е обвита последователно от спирално навита медна екранираща лента и изолационен кожух (фиг. 2.1в). Вълновото му съпротивление има средна стойност 120Ω .

Кръглият симетричен кабел има сравнително голямо затихване, тъй като електромагнитното поле на пренасяната в.ч. енергия се концентрира изцяло в кабелния диелектрик. Но в замяна на това тези кабели са много добре защитени срещу проникването на външни смущения, чрез заземяване на екраниращата обвивка.

- *Коаксиален кабел*. Състои се от два проводника разположени един в друг (фиг. 2.2а). Външният е с голям диаметър и е кух. Вътре в него е разположен друг проводник, но със значително по-малък диаметър. Взаимното им разположение е концентрично. Между двата проводника се образува електрическо поле, чийто силови

линии са радиални, а линиите на магнитното поле са концентрични. Електромагнитното поле се разпространява между двата проводника, като външния служи за екран и почти няма *антенен ефект*, т.е. нито излъчва, нито приема електромагнитни вълни.

Чрез коаксиалния кабел може да се предава енергия в широк честотен обхват (около 1 GHz), като се започне от свръхдългите и се стигне до сантиметровите вълни.



фиг. 2.2

При предаването на малка мощност вътрешният проводник е плътен, а външния и вътрешния се защитава с обвивка от полиетилен (фиг. 2.2 б).

Коаксиалните фидери се произвеждат обикновено с вълново съпротивление 60 или 75Ω.

В табл. 2.2 за сравнение е показано затихването в някои от разгледанти по-горе фидери при различни честоти.

Табл. 2.2

Линейно затихване $dB/100m$	Коаксиален	Симетричен лентов	Симетричен екраниран
при 50 MHz	6,5	3	7
при 100 MHz	9,5	4,8	10,5
при 200 MHz	14	7	15
при 500 MHz	24	13	25
при 700 MHz	29	17	31

- *Кабелно усукани двойки*. Кабелното усукване е изобретено от Александър Бел през 1881г. за използване на телефонни проводници. Той е открил, че чрез усукване на кабела на всеки 3-4 полюс, се намаляват смущенията и се увеличава диапазона. Има много различни видове категории Ethernet кабели, всяка от които има различни спецификации. Част от тях са: екранировка за

електромагнитни смущения, скорост за предаване на данни, обхват на честотната лента и честота, необходима за постигането на тази скорост. Усуканият чифт става основа за всички мрежови кабели, за да се избегнат смущенията между вътрешните проводници и външните проводници. Кабелът с усукани двойки (twisted pair) представлява една или повече двойки от медни проводници, усукани една около друга и обвити с външна изолация. Проводниците са усукани, за да се увеличи степента на свързване между проводниците на една двойка (електромагнитните смущения засягат еднакво и двата проводника на двойката) и последващото намаляване на електромагнитните смущения от външни източници, както и взаимни смущения по време на предаване на диференциални сигнали. В допълнение, кабелът с усукана двойка има обща плътна външна изолация, изработена от поливинилхлорид, който също е много малко податлив на електромагнитни смущения. Чрез усукването на проводниците се предотвратява влиянието на електромагнитните смущения върху предавания сигнал, т.е. влиянието на един проводник върху сигнала предаван по друг. Колкото е по-голям броят на усукванията за един фут, толкова е по-добра степента на защита срещу кръстосани шумове. За да се намали връзката на отделни кабелни двойки (периодично сближаване на проводниците на различни двойки) в UTP кабели от категория 5 и по-горе, проводниците на двойката се усукват с различни стъпки. Усукана двойка е един от компонентите на съвременните структурирани кабелни системи. Използва се в телекомуникационните и компютърните мрежи като физическа среда за предаване на сигнал в много технологии, като Ethernet, Arcnet и Token Ring. Поради ниската си цена и лекотата на инсталиране, това е най-честото решение за изграждане на кабелни локални мрежи. По всяка двойка проводници тече ток по затворен контур. Сигналът в една от двойките проводници създава магнитно поле, което генерира електродвижещо напрежение в съседните проводници. Напрежението, което се генерира във всеки един от двойка проводници е еднакво по големина. Но тъй като тока тече в контур, то се явява противоположно по посока. Влиянието на шума се неутрализира.

Има няколко типа кабели с усукани двойки:

- Неекранирана усукана двойка (Unshielded Twisted Pair – UTP). Това е най-евтиният кабел, който се използва масово в съвременните компютърни мрежи. UTP е направен от една или повече двойки от медни проводници, като всеки проводник в двойката е усукан около другия. UTP обикновено се състои от 4 двойки от усукани кабели с цветови кодове. Основен недостатък на UTP е, че не е удобен за предаване на данни на дълги разстояния – до 90 метра. С увеличаването на дължината на кабела се влошава качеството и силата на сигнала. Съществува вариант на UTP кабела – patch кабел – при който проводниците са многожилни.



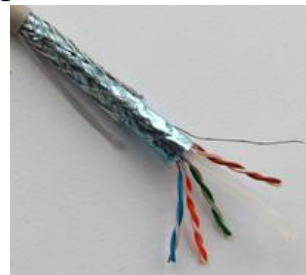
- Екранирана усукана двойка (Shielded Twisted Pair – STP). Този кабел е подобен на UTP, с няколко цветово кодирани усукани двойки, но той включва и защитно фолио под пластмасовата изолация. Всяка двойка е екранирана. Защитното покритие предпазва проводниците от външни смущения и помага за защитата на данните. Това оскъпява STP кабела.



- Фолио-екранирана усукана двойка (Foiled Twisted Pair – FTP). Това е кабел с усукани двойки, който е по-евтин от STP. Екранът е един – общ за всичките двойки проводници. Неговата изолация е от по-качествена пластмаса спрямо UTP кабела, предназначена за външен монтаж. Има копринена нишка или стоманен проводник за увеличаване на здравината.



- SFTP (Screened Fully-shielded Twisted Pair) е друг тип кабел с усукани двойки. Има екран от алуминиево фолио и метална оплетка. В средата има носещо пластмасово ядро, стоманена и копринена нишка. Подходящ за външен и вътрешен монтаж в помещения с високо ниво на смущения и високи изисквания за надеждност.



Има различни категории окабеляване с усукана двойка, като всяка от тях е разработена да предава данни с различна скорост:

- CAT 1 - Разработен за предаване на глас на къси разстояния. Не е подходящ за предаване на данни.
- CAT 2 - Разработен за предаване на данни до 4 Mbps. Вече не се използва.

- CAT 3 - Разработен за предаване на данни до 10 Mbps. Разпространен в началото на 90-те години. Позната още като CAT 3 или телефонна връзка, е една от най-старите форми на Ethernet кабели, използвани все още и до днес. Това е неекранирана усукана двойка или така нареченият UTP кабел, който може да поддържа 10 мегабита за секунда пренос на данни или гласови трансмисии. Максималната възможна честотна лента е 16 MHz. CAT 3 кабелите достигат своя пик на популярност в ранните години на деветдесетте, тъй като се превръщат в стандарт за компютърните мрежи. Той все още се използва в телефонни линии two-line, ISDN или по-старите 10BASE-T Ethernet инсталации.
- CAT 4 - Разработен за предаване на данни до 16 Mbps. Използван в IBM токен-ринг мрежите.
- CAT 5 - Разработен за предаване на данни от 100 Mbps или повече. Най-масово използваната категория кабел с усукани двойки. CAT 5 кабелите са наследника на по-ранния CAT 3. Както и CAT 3, това е UTP кабел, но той е способен да поддържа доста по-висока скорост на трансфер на данни. CAT 5 кабелите поддържат 10/100Mbps скорост, което означава, че кабелите могат да поддържат от 10 мегабита до 100 мегабита скорост в секунда. 100 мегабитовият кабел е познат още и като Fast Ethernet. CAT 5 кабелите са първите въведени Fast Ethernet кабели. Те могат да бъдат използвани още и за телефонен сигнал и видео, като допълнение към Ethernet данните. Тази категория по-късно се заменя от още по-новата CAT 5е кабели.
- CAT 5е - Индустриален стандарт за 1000Mbps. Наложил се е на пазара преди излизане на официалния CAT 6 стандарт. CAT 5е стандарт е подобрена версия на CAT 5 кабелите, които са оптимизирани за намаляване на ефекта crosstalk или нежелано предаване на сигнали между информационни канали. Тази категория работи с 10/100 Mbps and 1000 Mbps (Gigabit) Ethernet и се превръща в най-широко използваната категория в Ethernet кабелите, достъпни на пазара. Докато CAT 5 е често срещан при вече съществуващите инсталации, при новите CAT 5е напълно го заменя. Макар, че и двата вида кабели съдържат четири усукани двойки проводници, CAT 5 използва само две от тези двойки за Fast Ethernet, а CAT 5е използва всичките четири, които позволяват вече така наречените Гигабит (Gigabit Ethernet) скорости. Честотната лента също се увеличава на 100 MHz. CAT 5е кабели са съвместими с CAT 5 кабели и могат да бъдат използвани във всяка модерна мрежова инсталация.
- CAT 6 - Предназначен за изграждане на 100 и 1000Mbps мрежи. Една от главните разлики между CAT 5е и по-новата CAT 6 е увеличаването на

производителността. Докато CAT 5е кабелите могат да поддържат Gigabit Ethernet скорост, CAT 6 кабелите са сертифицирани да поддържат Gigabit Ethernet с честотна лента до 250 MHz. CAT 6 кабелите имат няколко подобрения, включително по-добра изолация и по-дебело медно жило. Всичко това осигурява по-добро съотношение между шума и сигнала, и ги прави много по-подходящи за среди, в които може да има по-високи смущения на сигнала. Някои CAT 6 кабели са налични и в екранирана усукана двойка (STP) форми и в UTP форми. Въпреки това, за повечето приложения, CAT 5е кабелите са адекватно решение за Gigabit Ethernet, а и са далеч не толкова скъпи колкото са CAT 6 кабелите. CAT 6 също са очаквано съвместими с CAT 5 и CAT 5е кабелите. Все още няма достатъчно активни устройства, които да се възползват от възможностите на този кабел.

- CAT 6A - Подсилените кабели от категория 6, осигуряват скорости за пренос на данни от 10 000 Mbps (10G) и на практика удвоява максималната пропускателна способност, на 500 MHz. Кабелите от категория 6A обикновено се предлагат в STP форма и, като резултат от това, трябва да се ползват специализирани конектори, които заземяват кабела.
- CAT 7 - Познати са още и като Клас F. Те са напълно екранирани кабели, които осигуряват скорост по-висока от 10 Gbps (10 000Mbps) и честотни ленти над 600 Mhz (понякога достигащи 1200 и нагоре MHz). CAT 7 кабелите се състоят от специален външен екран и екранирани усукани двойки (SSTP) проводници. За съжаление при този вид екраниране, кабелите са по-дебели, по-обемни и не толкова гъвкави. Всеки един от слоевете екранировка трябва да бъде заземен, защото в противен случай производителността може да се намали до толкова, че скоростта да е по-лоша дори и от категория 5 кабели. Точно поради тази причина е много важно да се разбират и да се знаят какви точно конектори трябва да се използват в краищата на CAT 7 кабели. Без професионално заземяване на сградната инсталация, тази категория по-скоро би съсипала скоростта на мрежата отколкото да я подобри спрямо 5е.

Следващата таблица (Табл. 2.3), показва седемте основни категории на усуканата двойка. Тези категории се отнасят не само за кабелите, но и за съпътстващите компоненти. За изграждането на домашни и офисни компютърни мрежи се използва главно кабел без екран на категория CAT 5 или неговата донякъде подобрена версия на CAT 5е. Категория 5 е ревизирана и е заменена от категория 5

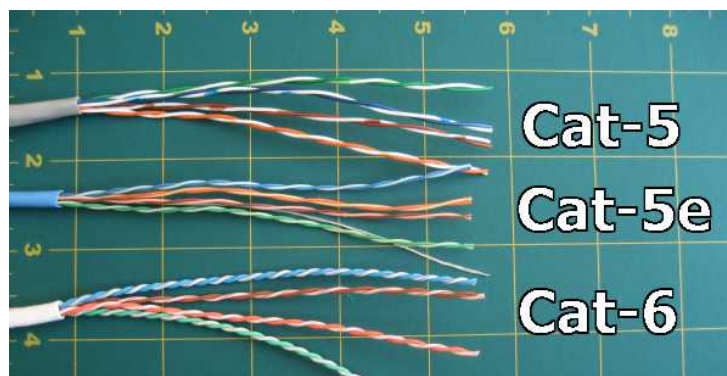
Enhanced (CAT 5e), която не е променена физически, но са приложени по-строги тестови стандарти за външни шумове. В някои случаи, например, когато мрежата е положена в помещения с големи електромагнитни смущения, може да се използва кабел от шеста категория (CAT 6), който има общ екран под формата на фолио. Категория 6 е ревизирана с категория 6 Augmented (CAT 6A), която е предоставила за тестване 500MHz комуникация (в сравнение с CAT 6 на 250MHz).

Табл. 2.3

Standard TIA/EIA 568A	ISO 11801 EN50173	Connectors	Application	Band
cat. 1	Class A		Telephone services	up to 100 kHz
cat. 2	Class B		Voice services and older terminal systems	up to 1 MHz
cat. 3	Class C	RJ11 RJ12 RJ45	10BASE-T Ethernet, telephone cables	up to 16 MHz
cat. 4	-	RJ45	16 Mbps Token Ring	up to 20 MHz
cat. 5/5e	Class D	RJ45	FastEthernet 100Base-TX, GigabitEthernet 1000Base-T	up to 100 MHz
cat.6	Class E	RJ45	ATM622, GigabitEthernet 1000Base-T	up to 250 MHz
cat. 6A	Class E _A	RJ45	GigabitEthernet, 10- GigabitEthernet 10GBase-T	up to 500 MHz
cat. 7	F	GG45, TERA	10GBase-T, CCTV, 3-play services	up to 600 MHz
cat. 7A	F _A	GG45, TERA	10GBase-T, CATV up to 862 MHz, 3-play services, ready for 40G	up to 1 GHz

Има две основни физически различия между CAT 5 и CAT 6 и това са броя на усукванията за сантиметър в проводника и дебелината на обвивката. Дължината на кабелните усуквания не е стандартизирана, но обикновено има 1.5-2 усуквания за сантиметър в CAT 5(e) и 2+ усуквания за сантиметър в CAT 6. Във всеки кабел,

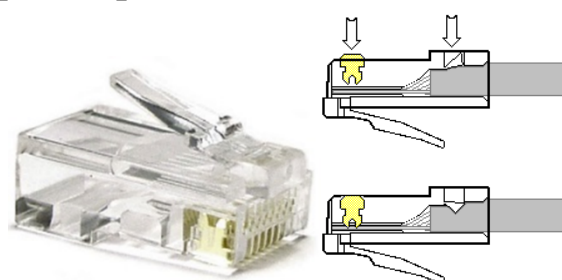
всеки цветен чифт има различна дължина на усукване базирана на прости числа – фиг. 2.3. Размерът на усукванията за чифт е уникален за всеки производител на кабели.



фиг. 2.3

По-високата честотна комуникация елиминира външните шумове, което дава възможност за по-дълъг обхват при 10Gb/s. Всички по-горе категории са способни да предават данни със скорост 100 Mbit/s при използване на две двойки ядра и 1000 Mbit/s при използване на четирите двойки.

Кабелите с усукана двойка се свързват към компютри и други устройства, използвайки конектори RJ-45 (8-пинови 8P8C конектори) – фиг. 2.4. RJ (Registered Jack – регистриран жак) конекторът се нарича така, защото е регистриран от Федералната комисия по комуникации на САЩ. Този конектор изглежда подобно на конектора на телефонната линия – RJ-11 с тази разлика, че е малко по-голям. Той има 8 кабелни връзки, докато при RJ-11 те са само 4. Конекторът RJ-45 се монтира към кабел с усукани двойки проводници с помощта на специални клещи за кримпване. За полагане на проводници, вътре в конектора са изрязани 8 малки канала, над които в края са разположени метални контакти.



Фиг. 2.4

Съкращенията за усукани двойки са стандартизирани от ISO / IEC 11801: 2002 (приложение E). Информацията, съдържаща се в описанието на кабела, трябва да има следния синтаксис: *XX/YYTP*, където буквите *YY* характеризират отделни проводници/двойки, а буквите *XX* описват цялостната конструкция на кабела. Буквите *TP* са съкращението на балансирания елемент, т.е. усукана двойка (twisted pair).

Маркировките *xx* и *yy* могат да бъдат както следва:

- U - неекраниран
- F - фолиран (екраниран с фолио)
- S - екраниран (екраниран с плетка)
- SF - екраниран и фолиран

Типични балансирани кабели:

- U/UTP - неекраниран кабел
- F/UTP - екраниран с фолио кабел с неекранирани балансирани елементи
- U/FTP - неекраниран кабел с екранирани с фолио балансирани елементи
- F/FTP - екраниран с фолио кабел с екранирани с фолио балансирани елементи
- SF/UTP - цялостен екраниран кабел и екраниран с фолио с неекранирани балансирани елементи
- S/FTP - цялостен екраниран кабел за оплетка с екранирани с фолио балансирани елементи

Има различни начини да се екранират мрежовите кабели, но обикновено това включва поставяне на екранировка около всеки чифт проводници. Това предпазва чифтовете от смущения.

UTP кабелът се състои от 4 двойки от усукани кабели с цветови кодове – табл. 2.4. При монтаж на конектора трябва да се има предвид цветовата подредба на проводниците. По стандарт има две цветови схеми – T568A и T568B. Двата стандарта се различават само по това, че взаимно разменят положението на двете използвани двойки проводници за приемане и предаване (TX/RX).

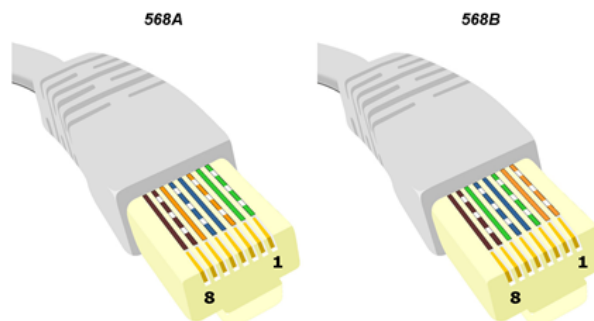


За направата на прав кабел (право свързване – straight-through) трябва да се използва една и съща цветова схема от двете страни на кабела. За направата на кръстосан кабел (кръстосано свързване –

crossover) единият край на кабела се свързва по едната схема, а другия – по втората (фиг. 2.5). Прав кабел се използва за свързване на компютър към хъб или суич. Кръстосан кабел се използва за свързване на два компютъра директно един с друг, както и за свързване на два хъба (суича).

Табл. 2.4

RJ-45 пин №	Цветова подредба T568A	Цветова подредба T568B
1	 Бял-зелен	 Бял-оранжев
2	 Зелен	 Оранжев
3	 Бял-оранжев	 Бял-зелен
4	 Син	 Син
5	 Бял-син	 Бял-син
6	 Оранжев	 Зелен
7	 Бял-кафяв	 Бял-кафяв
8	 Кафяв	 Кафяв



Фиг.2.5

Различните кабели, според класификацията си, предствавляват различни среди (с различни скорости) за предаване на данни. Например 10BASE-T и 100BASE-T са вида кабели с усукана двойка. Вида на кабела е обозначен с буквата Т. Двата кабела предават данни със скорост съответно 10 и 100 Mbps. 10BASE-T и 100BASE-T изискват само две усукани двойки, които се свързват съответно едната към пинове 1 и 2 (предаване на данни - TX), а другата – към пинове 3 и 6 (приемане - RX). Другите две усукани двойки на кабела не се използват. При 1000BASE-T мрежите се използват и четирите усукани двойки проводници.

Плътните и многожилните мрежови кабели се отнасят до действителния меден проводник в чифтовете. Плътният кабел използва едно медно жило за електрически проводник, докато многожилният използва серия от медни кабели усукани заедно. Има много различни приложения за всеки проводник. Но има две основни приложения за всеки тип:

- Многожилният кабел е по-гъвкав и трябва да се използва на места, където може да се премества често. Гъвкавите кабели се състоят от няколко, типично седем усукани жички, увити една около друга, за да образуват един проводник.
- Плътният кабел не е толкова гъвкав, но е по-траен и това го прави идеален за постоянни инсталации, както и използването му на открито. Кабелите с твърди проводници имат една твърда жица за проводник. Те са най-добри за фиксирани жици в стените или в структурата на сградата. Единичните проводници са достатъчно здрави за да се провесят в стенни розетки и пач панели.

Вълноводите са метални тръби с правоъгълно или кръгло сечение, в което се разпространява електромагнитно поле (фиг. 2.6 а). Вътрешността на тръбите са позлатени или посребрени. Те се използват за предаване на в.ч. енергия от сантиметровия и милиметровия обхват.

Вълноводът, с правоъгълно сечение, може да се представи като линия, която се придържа отгоре и отдолу с “метални изолатори” (фиг. 2.6 б). Те не нарушават режима на работа. Ако се увеличи техния брой до безкрайност, получава се вълновод. Явно е, че по-широките стени трябва да имат размер $a=0,5\lambda$, иначе няма да изпълняват ролята на изолатори. Увеличаване на размера може да се допусне, тъй като тогава се смята, че проводникът заема излишък над $0,5\lambda$. Такъв вълновод осигурява разпространение на вълни, чиято дължина е по-малка от $2a$. Тя се нарича *критична дължина на вълната* $\lambda_{кр}=2a$.

Вълноводът, с кръгло сечение, може да се представи като двупроводна линия, която се придържа отгоре и отдолу чрез "метални изолатори" с полукръгла форма.

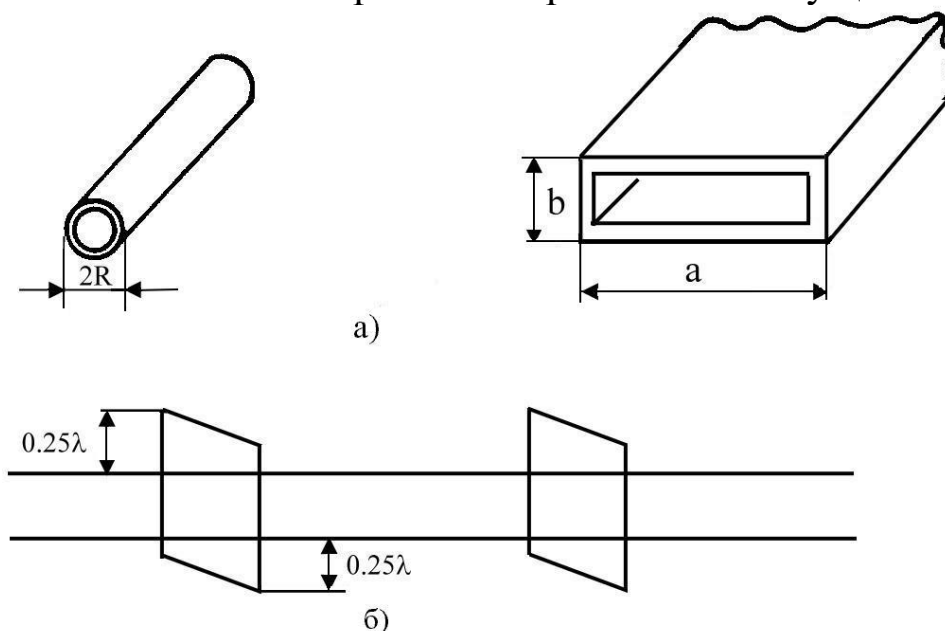
Разпространението на лъча на вълната във вълновода се извършва чрез последователно отражение от стените.

Вълноводите имат следните предимства пред кабелите:

а) Загубите на вълноводите са по-малки, тъй като не се съдържат изолатори и вътрешен проводник.

б) Могат да се предават вълни с по-голяма мощност без опасност от електрически пробив.

в) Екранирането на вълновода е пълно, поради което не е възможно излъчване на енергия или приемане на смущения.



фиг. 2.6

Като недостатък ще посочим ограничената им дължина до 15-20 m , поради критичната дължина на вълната и прецизната им вътрешна изработка по отношение на гладкостта.

Световодни (оптични) линии. Представяват оптично влакно със съвсем тънка двуслойна нишка с кръгло сечение. Размерът на напречното сечение на влакното трябва да е съизмерим с дължината на вълната; сърцевината му е с диаметър от 5 до 50 μm , а обвивката 100-30 μm .

В един световод могат да се разпространяват само определен брой лъчи от вълна с дадена работна честота. На основание на това се извършва класификация на световодите на *едномодови* и *многомодови*.

Загубите в оптичните кабели се дължат на поглъщане и разсейване. Поглъщането зависи от чистотата на кварцовото стъкло, докато разсейването се дължи на неравномерности, образувани при стопяване или охлаждане на стъклото.

Затихването в стъклото, предназначено за оптични влакна, зависи от дължината на вълната. По тази причина се предпочитат следните дължини: $0,85\ \mu m$, $1,3\ \mu m$ и $1,55\ \mu m$. Оптичните кабели за по-голяма дължина на вълната имат по-малко затихване. Например за $\lambda=0,85\ \mu m$ затихването е около $2-3\ dB/km$, за $1,3\ \mu m$ -около $1\ dB/km$ и за $1,55\ \mu m$ по-малко от $0,5\ dB/km$. Използването на вълни с по-голяма дължина е съпроводено с определени трудности.

Широчината на пропусканата честотна лента на влакното зависи от неговата дължина. Един краткотраен импулс след преминаване през кабела се разширява. Това е равностойно на стесняване на честотната лента. По тази причина тя се изразява в $MHz.km$.

Оптичните кабели пропускат широка честотна лента, примерно от $500\ MHz$ до $10\ GHz$, което позволява пренасянето на големи количества информация.

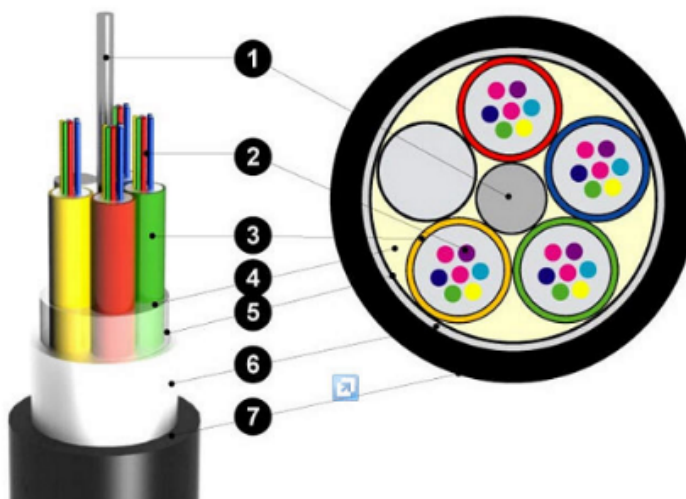
Конструкцията на оптичните кабели е различна. Обикновено се полагат няколко влакна в една обвивка. Разположението на световодите може да бъде около централен водещ елемент. В него при необходимост, се поставя стоманено жило за осигуряване на механична якост.

Изграждането на оптичната линия за връзка, съгласно стандартите и изискванията е малко скъпо и трудоемко начинание. Но ако се вземе напредвид огромния брой канали за връзка, които могат да се осъществят с помощта на една оптична линия, то стойността в относителни единици на един канал ще бъде най-ниската, което се вижда от фиг. 2.7.



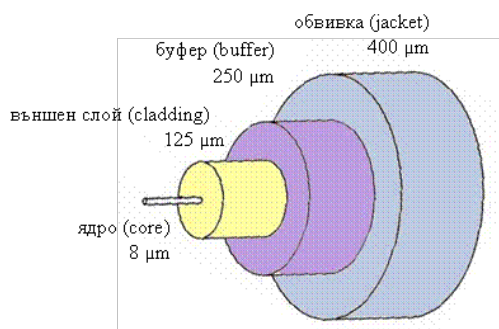
фиг. 2.7

Оптичният кабел се различава от останалите форми на мрежово окабеляване, защото предава импулси от светлина, а не електрически импулси. Понеже се използва светлина вместо електрически импулси, скоростните възможности са много по-добри от тези на другите типове кабели. Оптичният кабел може да предава данни със скорост 40 Gbps. Оптичният кабел се състои от едно или повече стъклени или пластмасови влакна, които предават светлината. Множество влакна могат да бъдат включени в един оптичен кабел, което позволява множество мрежи да предават данни по него (фиг. 2.8). Всяко влакно е оградено от защитен метален слой, обвит в слой пластмаса, наречен буфер (buffer). Най-отвън има външна твърда пластмасова обвивка (jacket) (фиг. 2.9). Влакнесто оптичните кабели осигуряват шумоустойчивост на сигналите и безпогрешно предаване на големи разстояния при най-високо ниво на защита на информацията в мрежата.



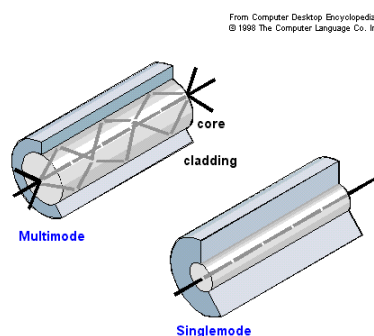
фиг. 2.8. Оптичен кабел

- 1 - Диелектричен централен силов елемент
- 2 - Оптично влакно
- 3 - Оптичен модул запълнен с гел
- 4 - Кевларена нишка
- 5 - Полиетиленова обвивка
- 6 - Възможно е наличие на защитен слой от полимерна лента.
- 7 - Външна обвивка



фиг. 2.9. Структура на оптичния кабел

Оптичното влакно е тънка прозрачна нишка, обикновено направена от стъкло или пластмаса, използвана за предаване на светлина и светлинни сигнали. Състои се от ядро (core) и външен слой (cladding) с различен показател на пречупване на светлината. Това важно свойство на оптичното влакно не позволява преплитането на информация между отделните влакна в един кабел и позволява кабелът да се извива и усуква. Използваната светлина обикновено е с дължина на вълната от инфрачервената област, а светлинните източници са най-често лазерни. За предаване на информация влакната обикновено се използват по двойки, като всяко от влакната носи сигнал само в една посока. Най-често използваните влакна са с диаметър 125 μm . Предаваната светлина се подчинява на законите за разпространение на електромагнитното излъчване, като интензитетът на светлината има няколко възможни конфигурации или моди. При разпространение само на един мод влакната се наричат едномодови, а на няколко мода - многомодови. Ядрото на едномодовите влакна е с диаметър 9 μm , докато многомодовите ядра са с диаметър 50 μm или 62,5 μm . Оптически кабел с едномодови влакна може да предава данните на разстояния 80-200 км (фиг. 2.10). При многомодовите влакна разстоянията могат да са 1000 метра. Поради забележително ниските загуби при провеждане на светлината, при едномодовите оптични влакна са възможни скорости до 40 Gbps при реални условия, ако се използва една дължина на вълната. При използване на повече вълни на една и съща нишка скоростта може да достигне много терабита в секунда.



фиг. 2.10. Структура на оптични кабели и влакно

Информацията се пренася през оптиката с помощта на светлинни лъчи, като задължително трябва да се има предвид двойственият характер на светлината - тя се разглежда едновременно като лъч и като вълна. От целия светлинен спектър за пренос на информация се използва само инфрачервената част, като са дефинирани 3 прозореца, осигуряващи най-добри условия за пренос - 1550 nm, 1300 nm и 850 nm. Самото стъклено влакно има сърцевина от легиран кварц с диаметър от 7 до 62,5 микрометра, следва оптична обвивка, първично покритие (обикновено полимер) и 5-микронен пигмент.

Оптичните влакна осигуряват връзка към MAN, между локални мрежи (като 10 - 20 км е максималната ефективност), служат за изграждане на LAN гръбнак, на комуникационни канали към отдалечени потребители (до 2 км по мултимодово влакно), за връзка между сървъри (до 100 м). При последното приложение е модерно използването на полимерни влакна, като разстоянията са до 30 м. Тези влакна работят във видимата област, по-скъпи са, но не се нуждаят от специална обработка и инструменти.

Предимства и недостатъци на оптичните кабели

Предимства: Влакната осигуряват много широка честотна лента (10 GHz). Освен това те покриват големи разстояния с минимални въздействия върху сигналите. Постигнатите днес рекорди без регенериране на пакета са от порядъка на 300 - 400 км, със специални технологии, дори 10 000 км. Реално в градски среди се ползват до 10 км. Друго предимство на оптиката е защитеността от електромагнитни въздействия, макар че при радиация влакната с германий имат проблеми. При промени в налягането и магнитни полета се получават някои фини явления в едномоновите влакна, които се използват за разработката на нови уреди. Ниското тегло на

оптичния кабел също не е за пренебрегване, а малкият му диаметър осигурява компактност при инсталация. При оптиката подслушването на пренасяната информация е много по-трудно, отколкото при медните инсталации, използващи електрически сигнали. Стъклените влакна са и по-безопасни, тъй като са защитени от гръм, не се влияят от индустриални и активни химически среди. Те осигуряват и лесно добавяне на нови приложения. При комплексен анализ на инфраструктурата, оптимизация на устройствата и преценка за бъдещото развитие на компанията икономическата ефективност при оптичната кабелна среда е доста по-висока. От друга страна, монтажът на оптични влакна става все по-лесен, а и има контрол на всички технологични нива, тъй като всички елементи се контролират при изграждането на системата.

Недостатъци: Недостатъците на оптичните решения са високата цена на първоначалните инвестиции (по – трудни за съединяване; по – висока цена на метър), както и на активното оборудване (по – скъпи лазерни предаватели и приемници). Доста средства са необходими и за купуване на специализираните измервателни уреди. Оптичните кабели могат да се огънат под значително по-малък ъгъл в сравнение с традиционните кабели с медни жила, което в известен смисъл налага ограничения при монтажа. Освен това те не могат да захванват усилвателите, компенсирани затихването по кабела, ако нямат медни укрепващи жила в изолиращия слой. Налице е и двукратно преобразуване на електричния сигнал в оптичен и обратното;

Хидроакустична линия за връзка. При нея предаването е свързано не толкова с обикновените начини за предаване на електрически сигнали, колкото с използването на еластичните колебания на водната среда. Особеност на хидроакустичната линия за връзка се явява нееднородността на средата. Освен това върху вярното предаване на сигналите влияние оказва солеността на водата, нейната температура, отражението на вълните от повърхността и дъното на моретата. Намира приложение във военноморските радиовръзки.

2.2. Образуване, елементи и свойства на електромагнитната вълна.

Излъчването на радиовълните се осъществява чрез радиопредавателна антена. Тъй като тя се захранва с високочестотна енергия, в общия случай антената може да се разгледа като електрическа линия с разпределени параметри. Когато дължината на антената $l=0,25\lambda$ или $l=0,75\lambda$ тя има свойствата на последователен трептящ кръг, а при $l=0,5\lambda$ и $l=\lambda$ – на паралелен трептящ кръг.

Ако мислено се раздалечат електродите на кондензатора на един такъв паралелен трептящ кръг ще се получи т.нар. отворен трептящ кръг (фиг. 2.11 а), който се захранва от в.ч. източник E . Кондензаторът, образуван от горната и долна част на антената, започва да се зарежда и се създава *електрическо поле*. Зареждането е съпроводено с протичането на ток I , чиято посока е означена със стрелки. Протичането обаче на в.ч. ток по проводника води до образуването на променливо *магнитно поле* с интензитет H (фиг. 2.11 б).

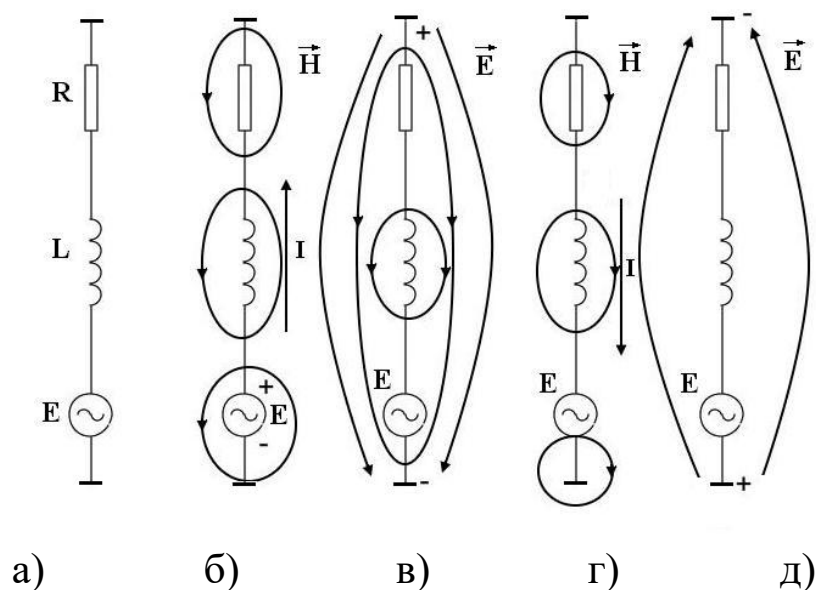
След приключване на процеса на зареждане престава да се образува магнитно поле, но вече веднъж създадено то продължава да се разпространява в пространството. При това, горната част на антената, (горната плоча на кондензатора) е условно заредена с положителни заряди, а долната с отрицателни, които ще обусловят съществуването на електрическо поле E , а измененията му са аналогични на изменението на магнитното поле, т.е. и то се разпространява в пространството.

Променливите полета, разпространяващи се извън областите, в които се намират породилите ги заряди, се наричат електромагнитни вълни.

През следващия полупериод на в.ч. трептене, полярността на източника е с обратен знак и процесите се повтарят обратно на предишните (фиг. 2.11 г, д).

Посоката на разпространението и големината на електромагнитната мощност, за всяка точка от пространството около една излъчваща антена, зависи от големините и посоките на векторите $\vec{E}$ и $\vec{H}$, които пък са свързани с относителната диелектрична проникваемост, относителната магнитна проникваемост

и специфичната проводимост на средата в която се разпространява електромагнитната вълна.



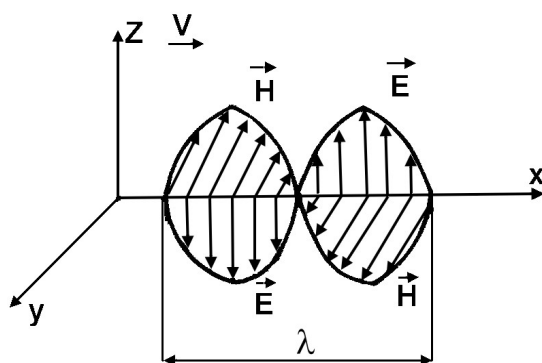
фиг. 2.11

Двата вектора $\vec{E}$ и $\vec{H}$ са свързани с трети вектор $\vec{S}$, който се нарича *вектор на Умов-Пойтинг* със зависимостта

$$\vec{S} = \vec{E} \cdot \vec{H}$$

Доказва се, че разпределението на електрическото и магнитно поле за всички точки в пространството около антената е такова, че електромагнитната енергия е съсредоточена около антената, без да се разпространява далеч от нея.

За по-далечна зона обаче двете полета имат такова разпределение, че векторът на Умов - Пойтинг е насочен за всички точки навън от антената. Тази зона се нарича *зона на излъчване* и се намира на разстояние, по-голямо от 4λ . Разпределението на двата вектора в различните точки от тази зона е показано на фиг. 2.12. Вижда се, че за точките в които векторът $\vec{E}$ има максимална стойност, векторът $\vec{H}$ има също максимална стойност. Освен това векторите $\vec{E}$ са разположени във вертикалната равнина, а векторите $\vec{H}$ – в хоризонталната. Това разпределение се отнася за излъчване от *вертикален симетричен вибратор*. (Това е проводник, разделен в средата, където се включва генератор на в.ч. трептение).



фиг. 2.12

Електромагнитната повърхност извън от антената се нарича *фронт* или *чело* на електромагнитната вълна. Ако челото може да се приеме за равнинно, вълната се нарича *равнинна* или *плоска* вълна. Посоката, в която се движи челото на вълната, е посоката на разпространение на вълната и се нарича *електромагнитен лъч*. Тя се определя от посоката на вектора на Умов-Пойтинг. За случая на фиг. 2.12, ако се приеме, че лъчът е успореден на земята, равнината на $\vec{E}$ и x е вертикална и затова вълната се казва, че е *вертикално поляризирана*. Ако векторът на електрическото поле съвпада с оста y , вълната е *хоризонтално поляризирана*.

Графичното изображение на вида на поляризацията заедно с нейната напрегнатост извън антената се нарича *диаграма на излъчване*.

Възможен е и случаят на разпространение на две плоско поляризирани вълни, чийто равнини на поляризация са взаимно перпендикулярни. Когато честотата и фазата на такива вълни са еднакви, а интензитетът-различен, поляризацията е *елиптична*. При еднакъв интензитет на разгледаните две вълни фазов ъгъл между тях 90° се получава *кръгова поляризация*.

Сферична е вълната, чийто фронт е сфера. Такава вълна се получава от точков излъчвател в еднакродна изотропна среда. На значително разстояние от излъчвателя част от площта на сферата може да се разглежда като плоскост, а вълната-като плоска.

Цилиндрична е вълната, чийто фронт е цилиндрична повърхност; тя може да се излъчи от праволинеен излъчвател с голяма дължина. Тук лъчите са радиални, но са разположени в равнини перпендикулярни на оста на излъчвателя.

Както беше отбелязано по-горе разпространението на радиовълните зависи от дължината на вълната и свойствата на средата.

Известно е, че *скоростта* на разпространение на радиовълните зависи от средата. В *свободно пространство (вакуум)* тя е $C = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$.

За друга среда са от значение относителната диелектрична и магнитна проницаемост ϵ_r и μ_r . Ако те се вземат под внимание, скоростта V на радиовълните се определя по формулата

$$V = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (2.1)$$

За въздуха $\epsilon_r \approx 1$ и $\mu_r \approx 1$, поради което $V \approx C = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$.

За *идеален диелектрик* скоростта на разпространение се определя чрез (2.1).

Обаче за реалния диелектрик са характерни загуби, в резултат на което скоростта на разпространение V намалява, тъй като $\lambda = V/t$. Така например във вакуум $\lambda = 1 \text{ m}$, а в мед $\lambda = 2,4 \cdot 10^{-3}$, откъдето може да се направи изводът, че в *идеален проводник* не могат да проникват радиовълни.

Специфичната проводимост на даден реален диелектрик силно зависи от честотата. Така например, морската вода при $f < 10 \text{ MHz}$ се приема за проводник, а при $f > 100 \text{ GHz}$ за диелектрик; влажната почва при $f < 20 \text{ kHz}$ е проводник, а при $f > 200 \text{ MHz}$ е диелектрик.

С повишаването на честотата, започват да се проявяват по-силно оптичните свойства на радиовълните: отражение, пречупване, дифракция и интерференция; понятия известни от физиката. *По тази причина законите на светлинната оптика се отнасят и за разпространението на радиовълните.*

Условното разделение на радиовълните, в зависимост от дължината и честотата им, е дадено в табл. 2.6, докато *точното* им разпределение се регламентира съгласно специални международни споразумения. Така например за средните вълни (само за Европа) е определен обхват от 186,8-571 kHz; за късовълновия единадесет метров обхват (само за Европа, Азия и Африка) от 11,49 до 11,71 m и т.н.

В табл. 2.6 могат да се включат и т.н. оптични (светлинни) радиовълни, които са в период на бързо усвояване. Тяхната

дължина е по-малка от $0,1 \text{ mm}$, което съответства теоритично на честота по-висока от 3000 GHz .

Табл. 2.6

Наименование на вълните	Обхват	
	Дължина (λ)	Честота (f)
Свръхдълги	10 km и по-вече	По-ниска от 30 kHz
Дълги	1-10 km	30-300 kHz
Средни	100-1000 m	300 kHz-3 MHz
Къси	10-100 m	3-30 MHz
Ултракъси (УКВ):		
- метрови	1-10 m	30-300 MHz
- дециметрови	0,1-1 m	300 MHz-3 GHz
- сантиметрови	1-10 cm	3-30 GHz
- милиметрови	1-10 mm	30-300 GHz
-субмилиметрови	0,1-1 mm	300-3000 GHz

2.3. Особености на разпространение на електромагнитните вълни.

Всички електромагнитни радиовълни се характеризират, при своето разпространение, с тъй наречената *повърхностна (приземна)* вълна и *пространствена* вълна, която се разпространява под ъгъл спрямо земната повърхност.

Повърхностна или земна вълна се нарича онази част от излъчваната електромагнитна енергия, която се разпространява непосредствено над земната повърхност. Земята и местните предмети, които повърхностната вълна среща при разпространението си, причинява затихване. Затихването зависи от една страна от свойствата на земята и водната повърхност, естествените и изкуствени прегради, а от друга страна-от дължината на излъчената електромагнитна вълна.

Земните пластове поглъщат електромагнитната енергия вследствие на индуктиране на токове, които преминават през тези пластове. Електромагнитната енергия се поглъща и от всички местни проводими предмети: гори, ж.п. линии, стоманобетонни постройки, метални конструкции, електропроводни и телефонни линии. Освен това земните пластове деформират електромагнитната вълна поради нееднаквата скорост на разпространение на вълната в тях и във въздуха. Поради това електрическите силови линии не са вертикални, а наклонени по посока на разпространението.

Неравностите на земната повърхност - планини, хълмове, възвишения, както и кривината им пречат на разпространението на повърхностната вълна. Зад тези препятствия те се разпространяват само в следствие на дифракцията.

Ще припомним, че дифракцията е явление, при което радиовълните заобикалят препятствията. Тя се изразява толкова по-силно, колкото дължината на вълната е по-голяма от размерите на препятствията.

Ако дадено препятствие има височина съизмерима с дължината на вълната, то може да се пренебрегне. В случай, че неговата височина е значително по-голяма от дължината на вълната, електромагнитната енергия не се разпространява непосредствено зад препятствието, поради което се явяват така наречените радиосенки.

От гореказаното следва, че за дългите вълни даже високите планини не представляват препятствие, докато за ултракъсите вълни препятствие представляват даже морските вълни.

Онази част от електромагнитната енергия, която се излъчва под известен вертикален ъгъл по отношение на хоризонта, се нарича *пространствена вълна*.

Разпространението на пространствената вълна зависи: 1) от мощността и вертикалната диаграма на излъчване на предавателната антена; 2) от дължината на излъчваната вълна и 3) от свойствата, височината и дебелината на йонизираните атмосферни слоеве.

Ионосферата е разположена над стратосферата (60 - 400 km). Тя е с малка маса и плътност. Под влияние на слънчевите и космически лъчи се извършва разпадане на неутралните атоми на електрони и положителни йони (йонизация), а също така и обратен процес (рекомбинация), при който се получават пак неутрални атоми. Разределеният газ е силно йонизиран, проводящ и *отразява* радиовълните.

Ионосферата има няколко слоя с различни електрически свойства и съответно с различни условия за разпространение на радиовълните:

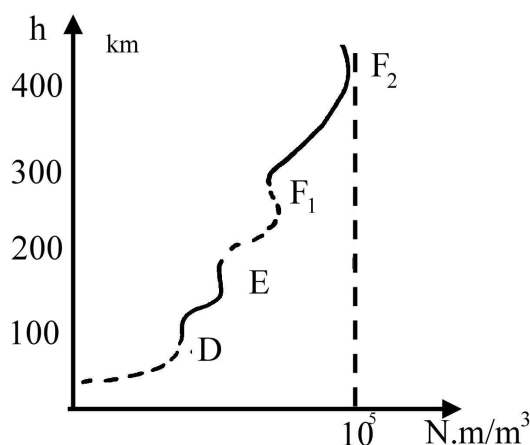
Слой D е на височина 60 - 80 km. Той се *появява само през деня* и се характеризира с най-малка електронна концентрация, тъй като слънчевите и космически лъчи достигат до него отслабени. Много

дългите вълни се отразяват от този слой, а късите и средните се поглъщат частично.

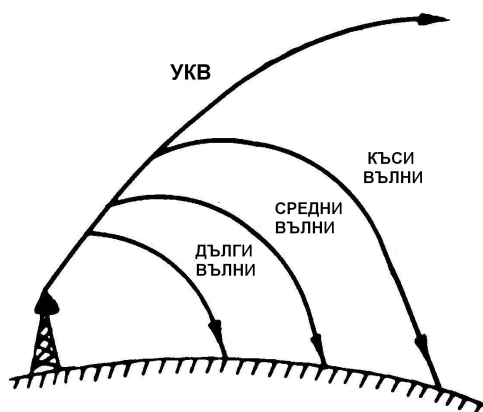
Слой *E* заема височина от 80 до 130 *km*. Неговата проводимост е по-голяма от проводимостта на слоя *D*, защото по обясними причини степента на йонизация е по-висока. Този слой *се запазва и през нощта*, но йонизацията намалява постепенно след залеза на слънцето. Освен това в този случай се наблюдават и *сезонни изменения* на концентрацията на електроните, които влияят на отражението и поглъщането на радиовълните.

Слой *F1* е разположен на височина 180-230 *km*. Той *не съществува през нощта* и зимни месеци.

Слой *F2* е от 300 - 400 *km* от земята. Степента на йонизация е най-голяма, тъй като влиянието на слънчевите лъчи е много силно и налягането е малко поради разредеността на газа.



фиг.2.13



фиг. 2.14

На фиг. 2.13 е показана връзката между електронната концентрация N и средната височина h . *Прекъснатата линия се отнася за слоевете D и F₁, които са непостоянни.*

Йоносферата влияе на разпространението на радиовълните чрез пречупване, отражение и поглъщане.

Пречупването е по-силно за по-високите слоеве и при дневни условия, тъй като степента на йонизация е по-голяма.

При едни и същи условия по-дългите вълни се пречупват повече, тъй като за тях (за ниски честоти) проводимостта е по-голяма. Чрез последователно пречупване лъчът може да се върне

към земята (фиг. 2.14). Ултракъсите вълни променят посоката си, но не се връщат на земята, а се разпространяват в космическото пространство.

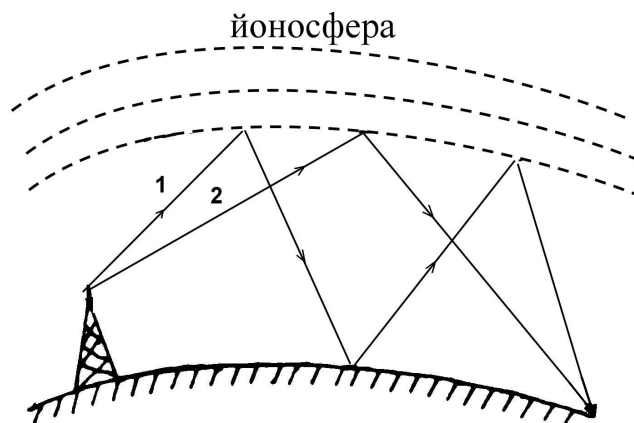
Поглъщането се изразява под формата на топлина, като радиовълните въздействат на свободните електрони и ги привеждат в трептливо движение. Установено е, че загубите от поглъщането са най-големи при $\lambda=200m$.

Въз основа на всичко казано по-горе може да се систематизират следните специфични особености на разпространението на следните видове радиовълни:

а) Свръхдълги и дълги вълни

В този случай радиовръзката се осъществява с помощта на приземна и пространствена радиовълна на разстояние 2000 - 3000 *km*.

Повърхностните радиовълни се поглъщат слабо от земята, защото земната повърхност и водата се отнасят като проводящи среди. Освен това, условията за разпространение са постоянни по време на денонощието.



фиг. 2.15

Разпространението се осъществява и с пространствени вълни. За тях е характерно многократно отражение от йоносферата и земята (фиг. 2.15). При дневни условия *отражението* се извършва от слоя *D* (не голямо покритие), а през нощта от слоя *E* (покрития на големи разстояния). Освен това, разпространението се влияе от сезоните на годината и от слънчевата активност.

Повърхностната и пространствената вълна могат да си взаимодействат (интерферират). Тогава при еднакви фази се получава усилване, а при противоположни-затихване.

Интерференцията може да се получи и между две пространствени вълни, както е показано на фиг. 2.15, ако те се излъчват под различни ъгли и изминават различни пътища (лъчите 1 и 2).

Използването на свръхдългите и дългите радиовълни е свързано с някои неудобства, които се заключават основно в това, че антените имат големи размери и радиопредавателите трябва да са достатъчно мощни, за да се превиши нивото на атмосферните и промишлени шумове.

б) Средни вълни

Разпространението на тези радиовълни се осъществява също чрез повърхностни и пространствени радиовълни на разстояние до 500-1500 *km*.

Повърхностната вълна осигурява надеждна радиовръзка през деня и нощта, но затихва бързо поради поглъщането от земята.

Пространствената вълна се приема добре нощно време, защото през деня се *поглъща* силно от слоя *D*.

Следователно, разпространението на средните вълни *през деня е само чрез повърхностна вълна*, а нощем-чрез повърхностна и пространствена. Двете вълни си взаимодействат. Взаимодействието има *случаен* характер, тъй като разпространението зависи от случайни процеси. В резултат на това сигналът в мястото на приемането затихва.

Това влияние в практиката се нарича *заглъхване* или *фадинг*. Срещу нежелателните последици от фадинга се използват антифадингови антени и се въвежда *автоматично регулиране на усилването* в радиоприемниците.

в) Къси вълни

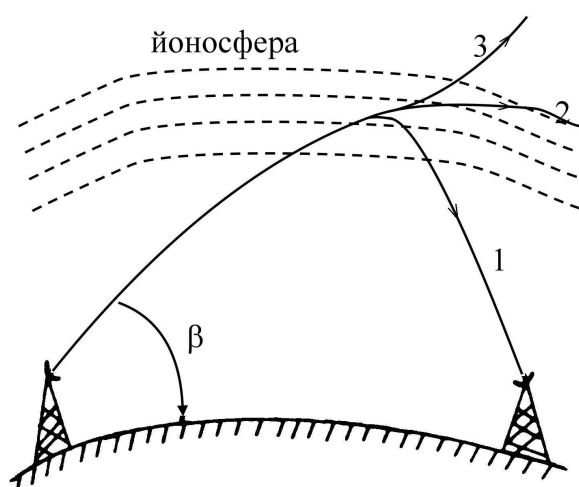
При късите вълни *повърхностната вълна* затихва много бързо поради силното влияние на земната повърхност, която я поглъща.

Пространствената вълна има съществено значение. За нейното разпространение особена роля играе йоносферата. По тази причина късите вълни преминават през слоевете *D* и *E* и се отразяват чак от слоя *F2*. Наблюдава се отражение и от слоя *E* през летните дни и при силна слънчева активност. Поглъщането в йоносферата намалява с повишаване на честотата. Благодарение на това

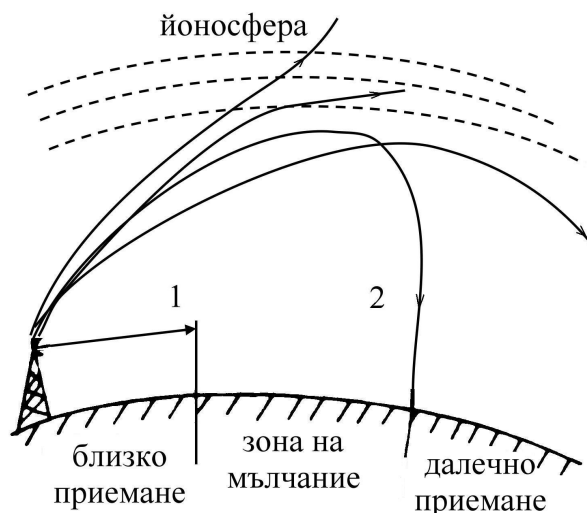
пространствената вълна достига земята с малко затихване. Поради това е възможна радиовръзка на значителни разстояния при относително малка мощност на радиопредавателя.

Отражението на пространствената вълна *зависи от честотата*. При зададен ъгъл на възвишението β (фиг. 2.16) могат да се разграничат три случая, където 1 е лъч при ниска честота, 2 при някаква средна честота, 3-при висока честота.

При изменение на ъгъла на възвишението и постоянна честота се получават случаите, дадени на фиг. 2.17.



фиг. 2.16



фиг. 2.17

На фиг. 2.17 са показани и трите зони на приемане. Първата от тях е наречена *зона на близко приемане* - 1. За нея е характерно разпространение само на повърхностната вълна (няколко десетки километра) и затихва силно. Разстоянието от мястото на затихналата повърхностна вълна до мястото, в което се появява отразения лъч, определя *зона на мълчание* - 2. В нея приемането е невъзможно. Тя почти изчезва при дължини на вълната около 80-100 m. Ето защо най-подходящи вълни за далечна радиовръзка през деня са тези от 10 - 30 m; а през нощта-от 30 - 100m.

г) Ултракъси вълни (УКВ)

Тези вълни заемат много широк честотен диапазон и намират голямо приложение в телевизията, радиолокацията, радиорелейните линии, космическите връзки и други съвременни направления в радиокомуникациите.

Първата особеност на УКВ е, че приземната радиовълна се разпространява праволинейно. Тъй като нейната дължина е от 0,1 *m* до 10 *m*, т.е. съизмерима е с предметите по земната повърхност, тя не може да ги заобиколи.

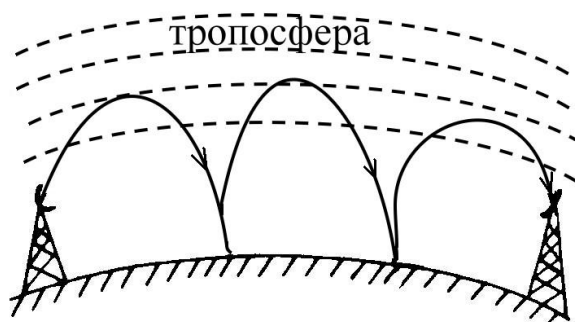
Следователно качествена и надеждна радиовръзка на УКВ е възможна с приземна вълна само в зоната на пряка видимост между предавателя и приемника. Ако височината на предавателната антена е $h_1[m]$, а на приемника $h_2[m]$ то максималното разстояние $d_{max}[km]$, на което може да се осигури връзка с помощта на прекия лъч между предавателя и приемника, е

$$d_{max} \approx 4(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}). \quad (2.2)$$

Разпространението на УКВ се влияе от метеорологичните условия. Това влияние е толкова по-силно, колкото вълната е по-къса. Вълните под 5 *cm* се *поглъщат* от водните пари, дъжда, снега и мъглата. Това на практика проличава още при IV-V TV обхват (470 - 960) *MHz*, където качеството на изображението се влошава особено при силен , мокър снеговалеж или напълно се преустановява при приемане на сигнали от сателитни ретранслатори, работещи в обхвата (11,7 - 12,5) *GHz*.

Пространствените УКВ като правило не се отразяват от йоносферата. Такава вълна се пречупва и отправя в космическото пространство. Ето защо дециметровите и сантиметровите вълни са удобни за космически връзки.

УКВ могат да се разпространяват на по-далечно разстояние чрез така наречения *тропосферен вълновод* (фиг. 2.18).



фиг. 2.18

Например над водна повърхност, където влажността е много голяма, свойствата на въздушния пласт и пречупването се изменят

много бързо с нарастването на височината. Лъчът се пречупва и връща бързо на земята. Когато радиопредавателят е мощен, процесът се повтаря и околоземното пространство служи като ВЪЛНОВОД.

2.4. Количествено определяне на информацията.

Както вече се спомена информацията намалява неопределеността в знанията ни за даден обект. Тъй като вероятността за появата на дадено събитие е мярка за неговата неопределеност, то вероятностния подход се е наложил при оценката на количеството информация.

От значение са *априорната вероятност* P_1 (вероятността за появата на събитието до провеждането на опита, преди приемането на съобщението) и *апостериорната вероятност* P_2 (след опита, след приемането на съобщението).

Прирастът (увеличаването) на количеството информация I се определя чрез отношението на двете вероятности P_2 и P_1 , но в логаритмична мярка:

$$I = \log_2 \frac{P_2}{P_1} = \log_2 P_2 - \log_2 P_1 \quad (2.3)$$

Приетото съобщение е вярно, ако в канала за връзка няма никакви смущения. Тогава $P_2 = 1$ и $\log_2 P_2 = 0$. За количеството информация се получава съвсем простата формула

$$I = -\log_2 P_1 \quad (2.4)$$

При числени пресмятания знакът минус изчезва в крайния резултат, защото $0 < P_1 < 1$, от където следва, че логаритъмът от P_1 в общия случай е отрицателно число.

В техническите системи за предаване на дискретна информация се използват две състояния, поради което $P_1 = 1/2$. Сега може да се определи единицата за количество информация:

$$I = \log_2 \frac{1}{2} = \log_2 2 = 1 \quad (2.5)$$

Тази единица се нарича *двоична* и се означава с *bit* (*binary digit*-двоична единица). С други думи 1 *bit* информация ще се получи, когато се сбъдне едно от две равновероятни събития (възможности).

За оценка на прирастъ на информацията е избрана логаритмична функция, тъй като тя притежава свойството “адитивност”. То се състои в това, че при предаване на няколко съобщения N , за независими едно от други събития, пълната информация се оказва равна на сумата от информациите, които се съдържат в отделните съобщения. Изразено по друг начин, това означава, че количеството информация в съобщението е линейна функция на неговата дължина.

Ще отбележим, че “съобщение” се нарича всяко елементарно твърдение, чрез което намалява неопределеността в познанието ни за даден обект или множество.

Очевидно е, че ако за дадено множество е възможно само едно единствено съобщение, количеството информация е нула.

$$I = \log_2 N = \log_2 1 = 0 \text{ [bit]}$$

Картинна представа за понятието “1bit” количество информация може да се получи от разглеждането на показаната на фиг. картина на френския художник Bartlett, представляваща два образа-на млада жена и старица (фиг. 2.19). При възприемането на един от тези два еднакво вероятни образа се получава точно един бит количество информация.



фиг. 2.19

Две равновероятни събития могат да се означат като символи, например 0 и 1. Ако се разполага с общо n на брой символа и при формирането на едно съобщение са необходими m от тях, то общия брой на възможните съобщения е

$$N = m^n \quad (2.6)$$

Така например при $m=2$ и $n=3$ са възможни $N = 2^3 = 8$ съобщения (000, 001, 010, 011, 100, 101, 111). Техният брой зависи експоненциално от символите n . Това е неудобството за прякото използване на N при определяне броя на съобщенията и за количеството информация.

Във връзка с това Р. Хартли също е предложил логаритмична мярка. Ако количеството информация е I , то

$$I = \log N = \log m^n = n \log m \quad (2.7)$$

За да се изрази I в *bit*, трябва при $m=2$ за основа на логаритъма да се приеме числото 2. Получава се

$$I = n \log_2 m = n \log_2 2 = n \text{ [bit]}. \quad (2.8)$$

Както се вижда и от последния израз, без логаритмична мярка величината N не може да служи за оценка.

Съобразно основата на логаритъма се различават и други единици за количество на информацията. При използване на неперовото число e се получава единица *num* (*nit*). Тя е 1,44 пъти по-голяма от *bit*

$$1 \text{ nit} \approx 1,44 \text{ bit} \quad (2.9 \text{ а})$$

Ако се използва десетичен логаритъм в израза 2.4 количеството информация се измерва в *dim* (*dit*). Тази единица се нарича още *Хартли*. Връзката между нея и двоичната единица се определя със зависимостта

$$1 \text{ dit} \approx 3,32 \text{ bit} \quad (2.9 \text{ б})$$

През 1948 г. американския учен Клод Шенон (Shannon) предлага средното количество информация, съдържащо се в едно съобщение, да се определя чрез *ентропията* H .

Тук понятието “ентропия” е въведено във връзка с обстоятелството, че тя се определя с израз, чиято форма е аналогична на формата на известния от Болцман (Boltzmann) израз за определяне на термодинамичната ентропия. Съгласно този закон ентропията на всяка затворена макросистема се стреми винаги към

нарастване. Това означава, че всички затворени системи се стремят от по-малко вероятни към по-вероятни състояния, т.е. от състояния които се характеризират с по-малка организираност, по-малка подреденост на материята. *Следователно, ентропията може да се схваща в смисъл и като мярка за безпорядък, неорганизираност, неподреденост.*

Идеята за получаване на информация се състои в това, че с нейното получаване се увеличава организираността. Във връзка с това обстоятелство информацията може да се разглежда като *отрицателна ентропия-негентирия*.

Създаването на информация трябва да спира нарастването на ентропията. В своята цялост заобикалящият ни материален свят се характеризира с нарастването на ентропията, докато развитието на живота, прогресът на обществото на хората се характеризира с нарастване на информацията.

В теорията на информацията *ентропията определя способността на източника да отдава информация.*

Шенон е доказал, че средното количество информация може да се определи с изрази

$$I_{cp} = -\sum_{i=1}^k P_i \log_2 P_i = H [\text{bit/ символ}], \quad (2.10)$$

където P_i е вероятността за поява на отделни символи (букви, цифри, знаци, предмети) съдържащи се в дадено множество.

Очевидно е, че $\sum P_i = 1$. Изразът 2.10 е известен в теорията на информацията под названието *ентропия по Шенон*. Измерението на ентропията е в *bit*.

От практическа гледна точка са характерни три случая:

1) Ако едно от събитията е достоверно, то ентропията е 0:

$$P_j=1; \quad P_1=P_2=P_{i-1}=P_{j+1}=\dots=P_k=0; \quad H=0$$

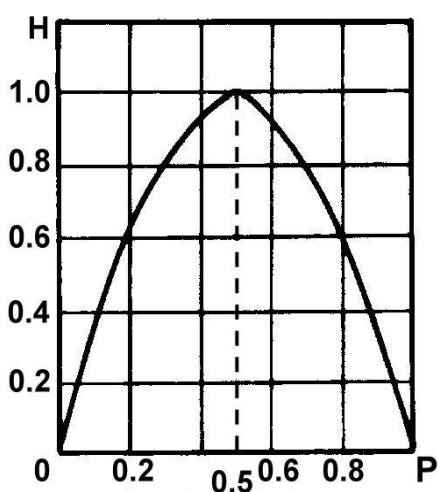
2) При равновероятни събития ентропията има максимална стойност:

$$P_1=P_2=\dots=P_k; \quad H=H_{max}$$

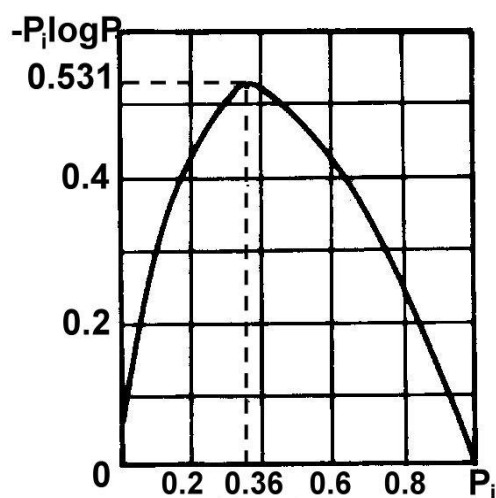
3) Когато събитията са с различна вероятност и сред тях няма достоверно събитие, ентропията е по-голяма от нула и по-малка от минималната стойност

$$P_1 \neq P_2 \neq \dots \neq P_k; \quad P_j=1 \ (i=1, 2, \dots, k) \\ 0 < H < H_{max}$$

На фиг. 2.20 е дадена зависимостта на ентропията за едно предметно събитие от вероятността за появяването му.



фиг. 2.20



фиг. 2.21

Дискретните съобщения в практиката обаче са с *понижена ентропия* по следните причини:

- а) символите са с различна вероятност;
- б) съществува корелационна връзка между тях, например често пъти една буква се появява точно след друга и т.н.

Графиката на функцията $-P_i \log P_i = f(P_i)$ е показана на фиг. 2.21. Вижда се, че при $P_i < 0,1$ величината $P_i \log P_i$ расте бързо и достига максимума 0,531 за $P_i = 0,36$. Това означава, че на даден участък даже незначителното намаляване на вероятността P води до рязкото намаляване на събираемото $P_i \log P_i$, т.е. при малки стойности на вероятността P_i членовете в израза за ентропия, съдържащи P_i не играят съществена роля и могат да бъдат изпуснати.

Това е от съществено значение при дискретизацията на сигнали, които имат широк честотен спектър. Благодарение на понижената ентропия е възможно да се осъществи цифровизация и предаване на разстояние на подвижни цветни и черно-бели телевизионни изображения.

Всяко съобщение съдържа някакъв *информационен излишък*. Наличието му означава влагане на повече средства при изграждането на системи за обработка и пренасяне на информация.

Информационният излишък R се определя от израза

$$R = 1 - \frac{H}{H_{\max}}, \quad (2.11)$$

където H е действителната ентропия, а $H_{\max}$ – максималната.

Излишъкът може да се използва за повишаване на достоверността при предаване на информация от една на друга система чрез защита от грешки. Това е характерно за шумоустойчивото кодиране, което позволява откриване и коригиране на грешно предадени символи.

От каналите за връзка обикновено се изисква да се осигурява бързо и качествено предаване на съобщенията, а чрез тях и на съответната информация. Скоростта на предаване се ограничава от честотния спектър и шумовете.

За оценяване на пропускателната способност на канала за връзка C се използва количеството информация I , която може да се предаде за единица време t :

$$C = \frac{I}{t} \text{ [bit/s]} \quad (2.12)$$

При наличие на бял шум (флуктоационен шум с непрекъснат и почти равномерен спектър) амплитудата на сигнала може да се различи с точност до ефективната стойност на шума $\sqrt{P_{\text{ш}}}$.

Броят на нивата, които се различават са:

$$M = \frac{\sqrt{P_c + P_{\text{ш}}}}{\sqrt{P_{\text{ш}}}} = \sqrt{1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}}} \quad (2.13)$$

Най-голямото количество информация, което може да се пренесе от едни импулс съставен от M нива е

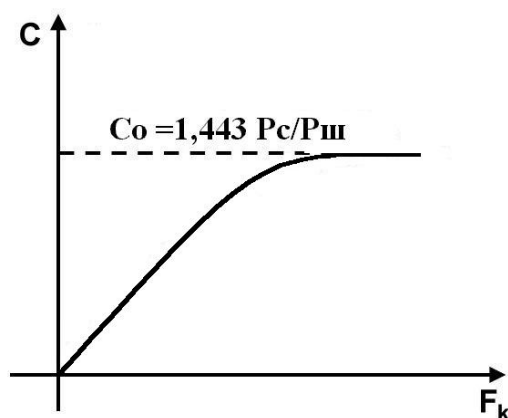
$$I = \log_2 M = \log_2 \sqrt{1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}}} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right). \quad (2.14)$$

Ако каналът за връзка има лента на пропускане F_k , по него могат да се предадат за една секунда $2F_k$ импулса. Тъй като един импулс може да пренесе количество информация, определено чрез 2.14, каналът за връзка ще пропусне за една секунда $2F_k$ по-голямо количество информация, т.е. неговата пропускателна способност е

$$C = 2F_k \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right) = F_k \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right). \quad (2.15)$$

Последният израз е известен в литературата под наименованието формула на *Шенон-Хартли* и се смята за *основна теорема в теорията на информацията*.

От 2.21 може да се направи извода, че пропускателната способност на канала за връзка може да се регулира, като се увеличи или честотната лента на канала F_k или отношението $P_c/P_{ш}$. Трябва да се има напредвид, че увеличението на F_k увеличава C само в известни граници, тъй като то е свързано и с увеличението на мощността на шума. На фиг. 2.22 е показано изменението на C в зависимост от F_k . Вижда се, че увеличението на C от някаква стойност нататък, губи смисъл, тъй като C клони към константата C_0 . Допълнително увеличение на C може да се получи само чрез увеличение на отношението сигнал/шум.



фиг. 2.22

Чрез формулата на Шенон-Хартли се доказва възможността за предаване на съобщения и при *отрицателен динамичен диапазон*, т.е. при $P_{ш} > P_c$, което е от особено значение при космическите и военни радиовръзки.

Ако $P_{ш} \rightarrow 0$, $C \rightarrow \infty$, т.е. при намаляване на мощността на шума пропускателната способност на канала нараства неограничено и тя се определя само от свойствата на канала, т.е.

$$C = F_k \cdot D_k \quad (2.16)$$

откъдето следва, че

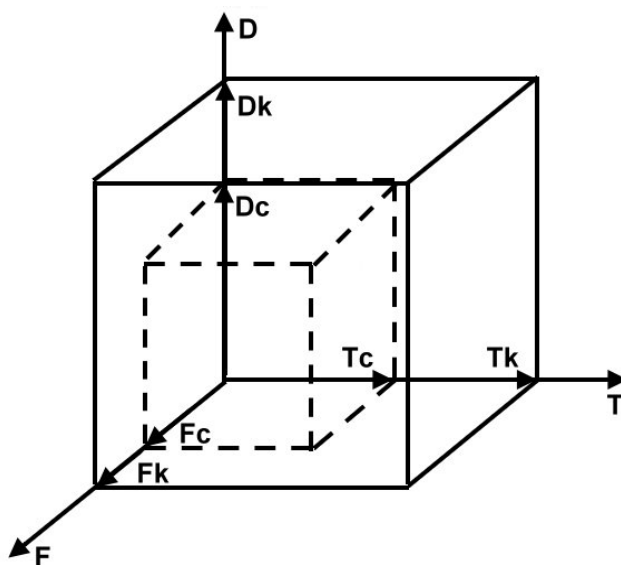
$$I = F_k \cdot T_k \cdot D_k \quad (2.17)$$

Като се има на предвид /1.5/ и /1.6/ може да се дефинира условието за неизкривено предаване на даден сигнал по канал за връзка. То е

$$V_c \leq V_k \quad (2.18)$$

Това условие не е достатъчно и то се разделя на три подусловия, които трябва да бъдат спазени:

$$T_c \leq T_k; \quad F_c \leq F_k; \quad D_c \leq D_k. \quad (2.19)$$



фиг. 2.23

Геометричната интерпретация на условия (2.19) е много проста: неизкривено предаване на сигнал по даден канал е възможно само ако обемът на сигнала V_c напълно се вписва в обема на канала V_k - фиг. 2.23.

ТРЕТА ГЛАВА

РЕЗОНАНСНИ ИЗБИРАТЕЛНИ ВЕРИГИ

3.1. Основни параметри на трептящите кръгове.

Този раздел има преди всичко информационно справочен характер, тъй като основните резонансни избирателни вериги основно са изучени в курсовете по Физика и Теоретична електротехника.

Трептящите кръгове са електрически вериги, съдържащи бобини и кондензатори, при които реактивното съпротивление на веригата става равно на нула за точно определена честота. Това явление се нарича *резонанс*, а честотата, при която настъпва *резонансна честота*.

Единичните трептящи кръгове се разделят на последователни (фиг.3.1) и паралелни (фиг.3.8) При последователни трептящи кръгове източникът на сигнал, бобината и кондензаторът се свързани последователно, а при паралелните трептящи кръгове-паралелно.

Основните параметри на трептящите кръгове са:

Резонансна честота - f_p или f_0 - това е честотата, при която реактивното съпротивление на кръга става равно на нула и токът (при последователен трептящ кръг) или напрежението (при паралелен трептящ кръг) има максимум, който се отбелязва с I_p (I_0)или $U_p(U_0)$. Резонансната честота се определя по формулата на Томсън

$$f_p = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L C}} \quad , \quad (3.1)$$

където L и C са индуктивността на бобината и капацитетът на кондензатора.

Резонансна характеристика - това е зависимостта на отношението I/I_p или U/U_p от честотата, където I и U са съответно токът при последователен трептящ кръг и напрежението при паралелен трептящ кръг за произволна честота.

Абсолютна разстройка на кръга Δf - разликата между честотата при която работи трептящия кръг и неговата резонансна

честота f_p , т.е. $\Delta f = f - f_p$. Абсолютната разстройка може да бъде положителна или отрицателна.

Относителна разстройка на кръга - това е отношението $\Delta f/f_p$.

Абсолютна лента на пропускане - равна е на удвоената стойност на абсолютната разстройка, т.е. $2\Delta f$. В случая честотата f се измерва при определено намаление на тока (при последователен трептящ кръг) или на напрежението (при паралелен трептящ кръг) в сравнение със стойността при резонанс. Най-честото намаление е равно на $\sqrt{2}$ пъти или 3 dB приблизително.

Относителна честотна лента на пропускане - $2\Delta f/f_p$.

Качественият фактор Q на трептящия кръг представлява отношението на индуктивното съпротивление на бобината или капацитивното съпротивление на кондензатора за резонансната честота отнесено към активното съпротивление на кръга, т.е.

$$Q = \frac{\omega_p L}{r} = \frac{1}{\omega_p C r} \quad (3.2)$$

Качественият фактор и относителната лента на пропускане са свързани с равенството

$$Q = \frac{f_p}{2 \Delta f} \quad , \quad (3.3)$$

което позволява да се определи Q на кръга непосредствено от резонансната крива (вж. фиг. 3.3).

Затихване d на трептящия кръг е величина, реципрочна на Q .

Обобщена разстройка

$$a = \left(\frac{f}{f_p} - \frac{f_p}{f} \right) Q \approx \frac{2 \Delta f}{f_p} Q \quad (3.4)$$

Характеристично (или вълново) съпротивление на трептящия кръг се дава с израза

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_p L = \frac{1}{\omega_p C} \quad (3.5)$$

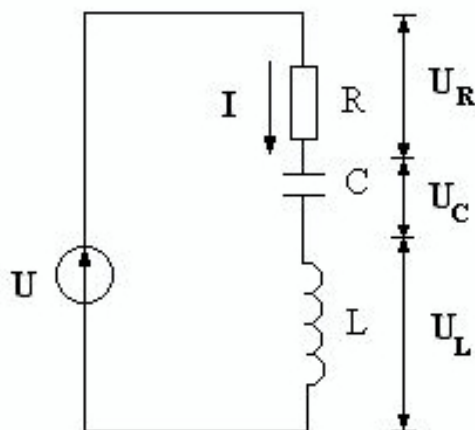
3.2. Последователен трептящ кръг.

Последователният трептящ кръг представлява последователно свързване на бобина и кондензатор към източника на напрежение - (фиг. 3.1). Съпротивлението r отразява загубите в тези два елемента

и е честотно зависимо. Неговата стойност може да се определи по формулата

$$r = \frac{\rho}{Q} \quad (3.6)$$

където ρ е характеристичното съпротивление на кръга.



фиг. 3.1

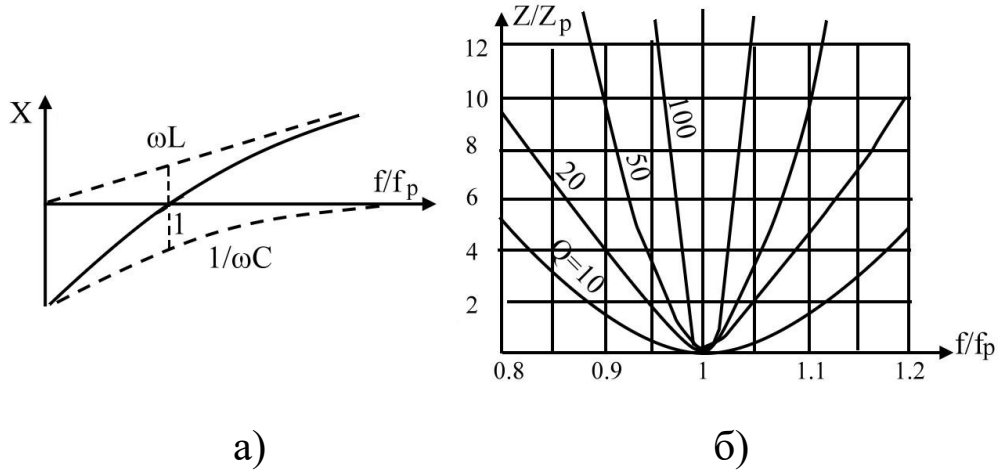
Импедансът на трептящия кръг е

$$z = \sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} \quad (3.7)$$

При честоти под резонансната $/ f < f_p /$ капацитивното съпротивление на кондензатора е по-голямо от индуктивното съпротивление на бобината и трептящия кръг има капацитивен характер. За $f = f_p$ двете реактивни съпротивления се изравняват и се получава минимална стойност на z (означавана и със z_p), равна на r .

Очевидно при кръг без загуби $/r = 0/$ импедансът за резонансна честота е равен на нула. Когато индуктивното съпротивление на бобината става по-голямо от капацитивното съпротивление на кондензатора трептящия кръг е с индуктивен характер. На фиг. 3.2 а е показана честотната зависимост на реактивното съпротивление на кръга, а на фиг. 3.2 б - на модула на импеданса. На практика за z често се използва и формулата

$$z = z_p \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_p} - \frac{f_p}{f} \right)^2} \quad Q^2 = z_p \sqrt{1 + a^2} \quad (3.8)$$



фиг. 3.2

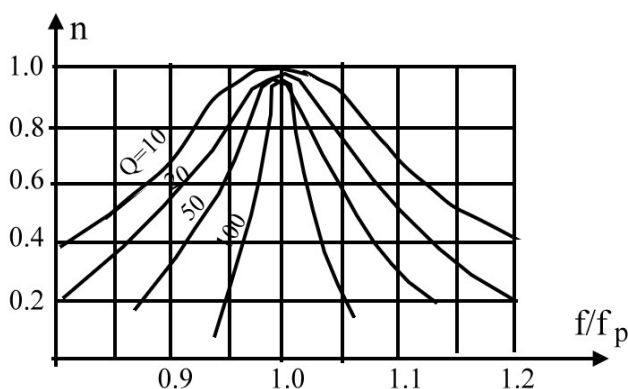
При захранване на трептящия кръг от източник с нулево вътрешно съпротивление през кръга протича ток I , който става максимален при f_p и се отбелязва с I_p . Стойността му е

$$I_p = \frac{Q}{\rho} U \quad (3.9)$$

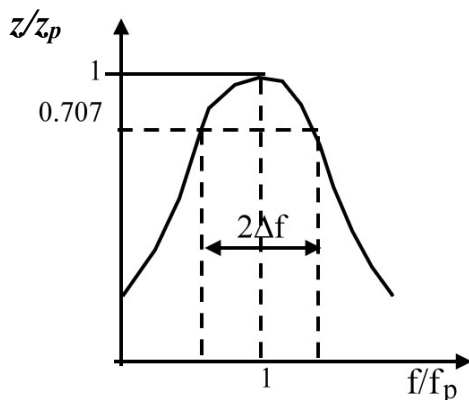
Резонансната характеристика на кръга се определя от израза

$$n_I = \frac{I}{I_p} = \frac{Z}{Z_p} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_p} - \frac{f_p}{f} \right)^2} Q^2} \quad (3.10)$$

и е начертана на фиг. 3.3 за различни стойности на Q . Вижда се, че с увеличение на Q кривите се стесняват, което означава увеличаване на избирателността на трептящия кръг. От тях може да се определи по графичен път резонансната честота f_p и абсолютната лента на пропускане $2\Delta f$, чрез които от (3.3) се изчислява качествения фактор на кръга (фиг. 3.4).



фиг. 3.3



фиг. 3.4

Между тока I и приложеното върху трептящия кръг напрежение съществува фазова разлика φ , която се дава с израза

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left(\frac{f}{f_p} - \frac{f_p}{f} \right) Q \quad (3.11)$$

При практическо използване на последователен трептящ кръг обикновено върху целия кръг се прилага външно напрежение U , а като изходно напрежение се използва падът U_C върху кондензатора или падът U_L върху бобината (вж. фиг.3.6). В тези случаи от значение са коефициентите на предаване $n_L = U_L/U$ и $n_C = U_C/U$, зависимостите на чийто модули от честотата се наричат *амплитудно-честотни характеристики (АЧХ)* на трептящия кръг, а честотните зависимости на фазовата разлика между напреженията U_L и U или U_C и U - *фазово-честотни характеристики (ФЧХ)*.

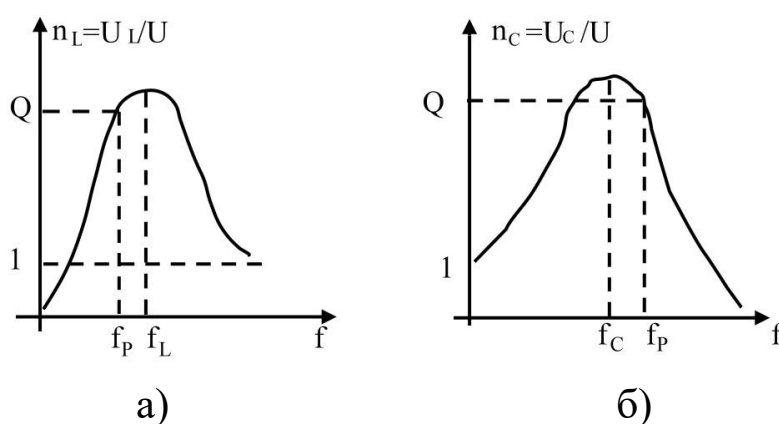
Когато изходното напрежение се вземе от бобината видът на АЧХ е показан на фиг. 3.5 а. Коефициентът на предаване n_L става максимален при честота

$$f_L = \frac{f_p}{\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}}, \quad (3.12)$$

която е малко по-голяма от f_p . Това се дължи на факта, че непосредствено след f_p токът през кръга намалява по-малко, отколкото е увеличението на индуктивното съпротивление x_L на бобината, в резултат на което падът на напрежение U_L , а следователно и n_L нарастват. При по-голямо увеличение на

честотата намаляването на I става по-бързо, отколкото нарастването на x_L , и в резултат n_L намалява.

Коефициентът на предаване при $f = f_p$ е равен на Q , т.е. обикновено е много по-голям от 1 и следователно напрежението върху L в момент на резонанс е много по-голямо от напрежението върху целия трептящ кръг. Поради това се казва, че в *последователния трептящ кръг възниква напрежителен резонанс*. Максималният коефициент на предаване (при $f = f_L$) е малко по-голям от Q , но се приема за равен на Q . При достатъчно висока честота n_L се приближава към 1, тъй като $x_L \gg x_C$ и практически цялото напрежение на трептящия кръг се получава върху бобината L .



фиг. 3.5

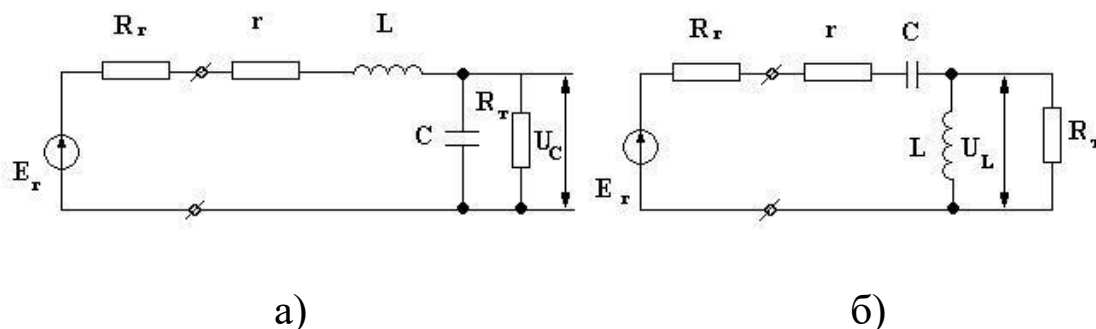
Когато за изходно напрежение се използва падът върху кондензатора, от значение е коефициентът на предаване $n_C = U_C/U$ (фиг. 3.5 б). Тук n_C става максимален при честота

$$f_C = f_p \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}, \quad (3.13)$$

която е по-голяма от f_p . Това се обяснява с факта, че непосредствено под f_p токът I през кръга намалява по-малко, отколкото е увеличението на x_C , в резултат на което падът на напрежението U_C , а следователно и n_C се увеличава. При по-голямо намаление на честотата намаляването на I става по-бързо, отколкото нарастването на x_C и в резултат n_C намалява. За много ниски честоти n_C се приближава към 1, тъй като капацитивното съпротивление на кондензатора става много по-голямо от r и x_L , и практически цялото напрежение U се получава върху кондензатора C .

При практическото използване на последователния трептящ кръг, обикновено той се свързва по една от схемите на фиг. 3.6. Съпротивлението R_r е вътрешното съпротивление на източника на сигнал, а R_T – съпротивлението на товара.

Наличието на тези съпротивления води до промяна на резонансната честота, качествения фактор и коефициента на предаване, като R_T не влияе върху f_p .



фиг. 3.6

Схемата, при която товара е включен паралелно на кондензатора (фиг. 3.6 а) има резонансна честота

$$f_{p.C} = \frac{f_p}{\sqrt{1 + \left(\frac{\rho}{R_T}\right)^2}} \quad (3.14)$$

която е по-малка от резонансната честота f_p при липса на R_T .

Еквивалентният качествен фактор Q_e на трептящия кръг при наличието на R_r и R_T също намалява, тъй като тези две съпротивления внасят допълнителни загуби в кръга. При $\rho \geq 10\rho$ може да се използва приблизителната формула, която е с грешка не по-вече от няколко десетки от процента:

$$Q_e \approx \frac{Q}{1 + \left(\frac{R_r}{\rho} + \frac{\rho}{R_T}\right) Q} \quad (3.15)$$

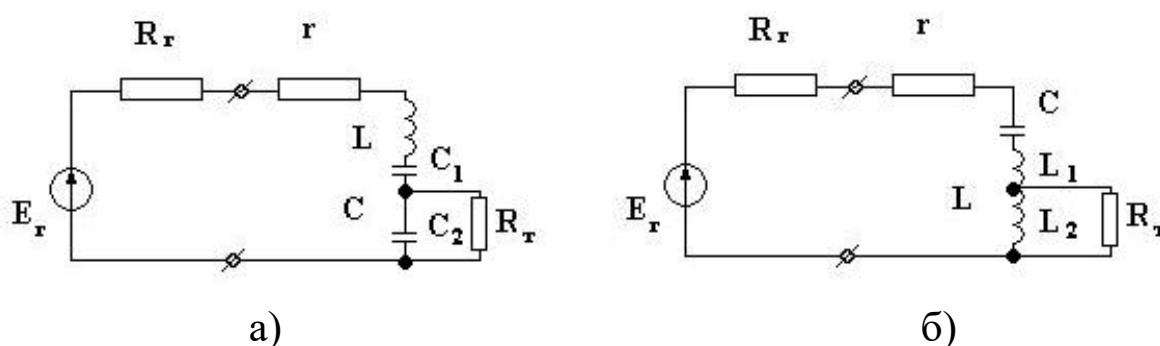
За резонансната честота $f_{p.C}$, коефициентът на предаване практически е равен на Q_e .

Свързването на товар паралелно на бобината (фиг. 3.6 б) води до нарастване на резонансната честотата

$$f_{p.L} = f_p \sqrt{1 + \left(\frac{\rho}{R_T} \right)^2} \quad (3.16)$$

Сравняването на този израз с (3.14) показва, че в случая увеличаването на f_p е толкова голямо, колкото е намаляването и при свързване на товара паралелно на кондензатора C .

Качественият фактор на кръга отново се пресмята по (3.15), а коефициентът на предаване по напрежение за f_p е равен на Q_e .



фиг. 3.7

За намаляване на влиянието на R_T върху параметрите на последователния трептящ кръг се използва частично свързване на товара. В схемата от фиг. 3.7 а, това се постига чрез реализиране на капацитета C на трептящия кръг като два последователно свързани кондензатора C_1 и C_2 и свързване на R_T паралелно на C_2 , а при фиг. 3.7 б - чрез допълнителен извод на бобината L . За оценка на частичното свързване се използва коефициент на връзка - p , който за схемата от фиг. 3.7 а) е

$$p = \frac{C_1}{C_1 + C_2}, \quad (3.17)$$

а за фиг. 3.7 б)

$$p = \frac{1}{1 + \frac{L_1 + M}{L_2 + M}}, \quad (3.18)$$

където M е взаимната индуктивност между индуктивно свързаните бобини L_1 и L_2 . За определяне на коефициента на връзка при схемата от фиг. 3.7 б може да се използва и формулата

$$p = \frac{W_2}{W}, \quad (3.19)$$

където W_2 и W са броят на навивките съответно на бобината L_2 и на цялата бобина $/L_1 + L_2/$. Очевидно е, че в този случай $p < 1$.

Резонансната честота на трептящия кръг от фиг. 3.7 а се определя по формулата

$$f_{p,c,u} = \frac{f_p}{\sqrt{\frac{1 + p^2 (\rho / R_T)^2}{1 + (1 - p) p^2 (\rho / R_T)^2}}} , \quad (3.20)$$

където f_p е резонансната честота при липса на товар, определена от (3.1) Винаги $f_{p,c,u} < f_p$, но разликата между тях две честоти е по-малка отколкото между $f_{p,c}$ (за фиг. 3.6 а) и f_p . Следователно частичното включване на R_T на последователния трептящ кръг променя по-слабо резонансната честота.

Еквивалентният качествен фактор на трептящия кръг, при частично свързване на товара, се определя от

$$Q_{e_{чс}} \approx \frac{Q}{1 + \left(\frac{R_c}{\rho} + \frac{p^2 \rho}{R_T} \right) Q} . \quad (3.21)$$

От (3.21) следва, че с намаляване на ρ съпротивлението на товара R_T влияе все по-слабо върху качественния фактор на трептящия кръг. Следователно, чрез достатъчно малка стойност на ρ , може да се осигури включване към трептящия кръг на нискоомен товар при запазване на достатъчно голяма стойност на качественния фактор.

Коефициентът на предаване по напрежение може да се определи по приблизителната формула

$$n_{U_{чс}} = p Q_{e_{чс}} \quad (3.22)$$

Резонансната честота на трептящия кръг от фиг. 3.7 б се определя от формулата

$$f_{p_{чс}} = f_p \sqrt{1 + p \left(\frac{\rho}{R_T} \right)^2} . \quad (3.23)$$

В този случай включването на R_T води до нарастване на резонансната честота в сравнение със случая, когато липсва R_T , но тъй като $p < 1$, нарастването е по-слабо, отколкото при свързването на паралелно на цялата бобина на кръга (вж. 3.16).

Еквивалентният качествен фактор на трептящия кръг за този случай е

$$Q_{e_{\text{чс}}} \approx \frac{Q}{1 + \left(\frac{R_e}{\rho} + \frac{p^2 \rho}{R_T} \right) Q} \quad (3.24)$$

Коефициентът на предаване по напрежение представлява отношението на пада на напрежение върху частта от бобината L_2 към напрежението E_2 на източника на сигнал и за резонансната честота $f_{p_{\text{чс}}}$ се определя по приблизителната формула

$$n_{U_{\text{чс}}} = p Q_{e_{\text{чс}}} \quad . \quad (3.25)$$

3.3. Паралелен трептящ кръг.

Паралелният трептящ кръг се състои от бобина и кондензатор свързани паралелно към източника на сигнал (фиг. 3.8 а). Практически този източник се представя като генератор с вътрешно съпротивление R_e (фиг. 3.8 в). Съпротивленията r_L и r_C отразяват загубите съответно в бобината и кондензатора и се определят с изразите

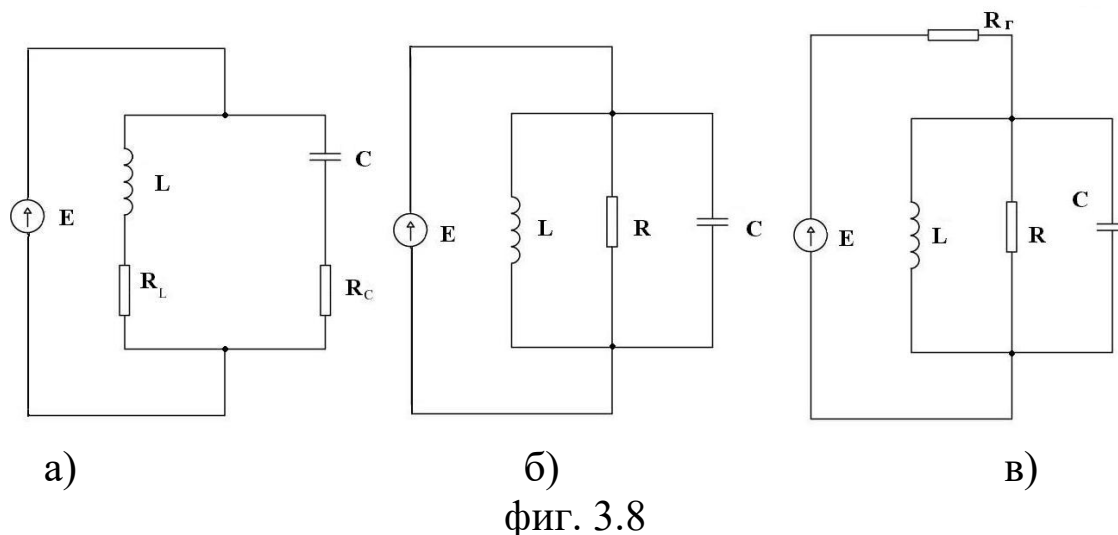
$$r_L = \frac{\omega L}{Q_L} \quad r_C = \frac{tg \delta_C}{\omega C}, \quad (3.26)$$

където Q е качественият фактор на бобината, а $tg \delta_C$ – ъгълът на загубите на кондензатора. Най-голямо значение имат съпротивленията r_L и r_C при резонансната честота f_r . *Прието е загубите в паралелния трептящ кръг да се изразяват и като съпротивление, включено паралелно на кръга* (фиг. 3.8 б), което при резонансната честота има стойност

$$R = \frac{\rho^2}{r_L + r_C} = \rho Q \quad . \quad (3.27)$$

Импедансът на трептящия кръг при $Q \gg 1$ се получава във вида

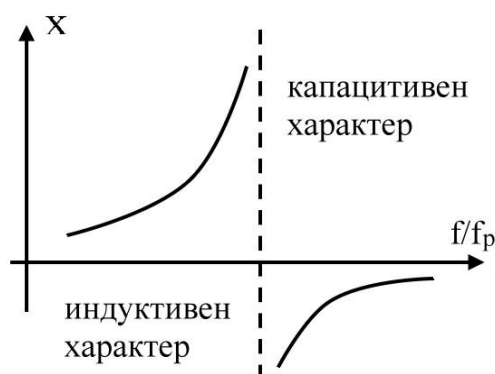
$$Z = \frac{\rho^2}{\sqrt{(r_L + r_C)^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}} \quad (3.28)$$



При честоти под резонансната $f < f_p$ индуктивното съпротивление на бобината е по-малко от капацитивното съпротивление на кондензатора и трептящия кръг има индуктивен характер. За $f = f_p$ съпротивленията се изразяват по абсолютна стойност, но тъй като са с обратен знак, токовете I_C и I_L са с противоположни посоки, те се изваждат и токът през външната верига има максимална стойност. Това означава, че при резонанс импедансът на трептящия кръг е максимален. Той се отбелязва със z_p и се дава с израза

$$z_p = R = \rho Q, \quad (3.29)$$

където R е съпротивлението от фиг. 3.8 в. Очевидно z_p има активен характер. При трептящ кръг без загуби $r_L = r_C = 0$ импедансът z_p е безкрайно голям. За честоти над f_p капацитивното съпротивление на кондензатора C става по-малко от индуктивното съпротивление на L и кръга има капацитивен характер. Честотната зависимост на реактивното съпротивление на кръга е дадена на фиг. 3.9.



фиг. 3.9

На практика импедансът на паралелния трептящ кръг често се дава с изрази

$$z = \frac{z_p}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_p} - \frac{f_p}{f} \right)^2 Q^2}} \quad (3.30)$$

Сравняването на (3.30) и (3.8) показва, че отношението z/z_p на паралелния трептящ кръг е равно на реципрочната стойност на същото отношение при последователния трептящ кръг. Освен това, трябва да се има в предвид, че при дадени стойности на L и C , т.е. при определено характеристично съпротивление ρ , увеличението на качествения фактор води до нарастване на z_p .

Резонансната характеристика на паралелния трептящ кръг е еднаква с резонансната характеристика на последователния трептящ кръг (фиг. ф-ла 3.10). Следователно семейството криви от фиг. 3.3 представляват и резонансните криви на паралелния трептящ кръг, като $n=U/U_p$. Напрежението върху кръга, в момента на резонанс, се определя като

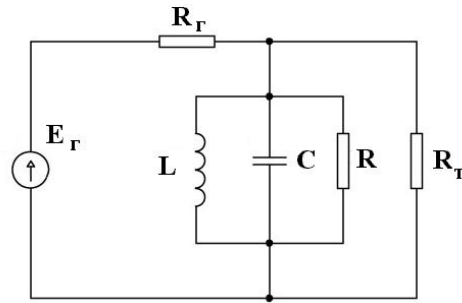
$$U_p = \rho Q I \quad (3.31)$$

В момент на резонанс токовете I_L и I_C са практически Q пъти по-големи от общия ток I през кръга, поради което се казва, че в паралелния трептящ кръг има резонанс на токовете.

При практическото използване на паралелния кръг, в общия случай, той се захранва от източник на сигнал с вътрешно съпротивление R_s и паралелно на кръга се свързва товар със съпротивление R_T (фиг.3.10). При това положение съпротивленията R_T и R_s внасят допълнителни загуби в кръга и неговият качествен фактор намалява от Q на Q_e

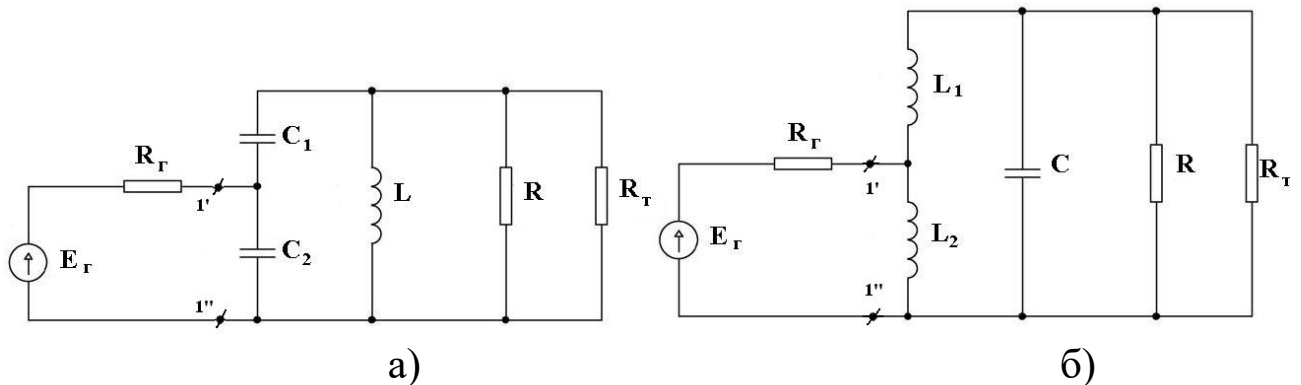
$$Q_e = \frac{Q}{1 + \left(\frac{\rho}{R_s} + \frac{\rho}{R_T} \right) Q} \quad (3.32)$$

Полезно е да се отбележи, че с увеличаване на Q влиянието на R_s и R_T нараства.



фиг. 3.10

В редица приложения на паралелния трептящ кръг се налага съгласуване на кръга с източника на сигнал така, че да се получи максимално отдаване на енергия в кръга.



фиг. 3.11

Както е известно от теоретичната електротехника, за целта е необходимо равенство на съпротивления, т.е. $R_z = z_p$. Но ако източникът на сигнал и трептящият кръг са произволно зададени, малко вероятно е, че съпротивленията им ще бъдат равни. Нещо повече, често R_z е по-малко от z_p . В такъв случай се прибъгва до частично свързване на източника на сигнал към кръга по една от схемите от фиг. 3.11. Частичното свързване се оценява чрез коефициента на връзка - p , който за схемата от фиг. 3.11 а се определя от израза (3.17), а за фиг. 3.11 б - от (3.18) или (3.19).

Резонансната честота на трептящите кръгове от фиг. 3.11 отново се определя от (3.1), като при фиг. 3.11 а капацитетът C е $C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$, а за фиг. 3.11 б - $L = L_1 + L_2$.

Входният импеданс за резонансната честота, измерен между точките 1' и 1'' се дава с израза

$$Z_{p,e} = p^2 z_p \quad (3.33)$$

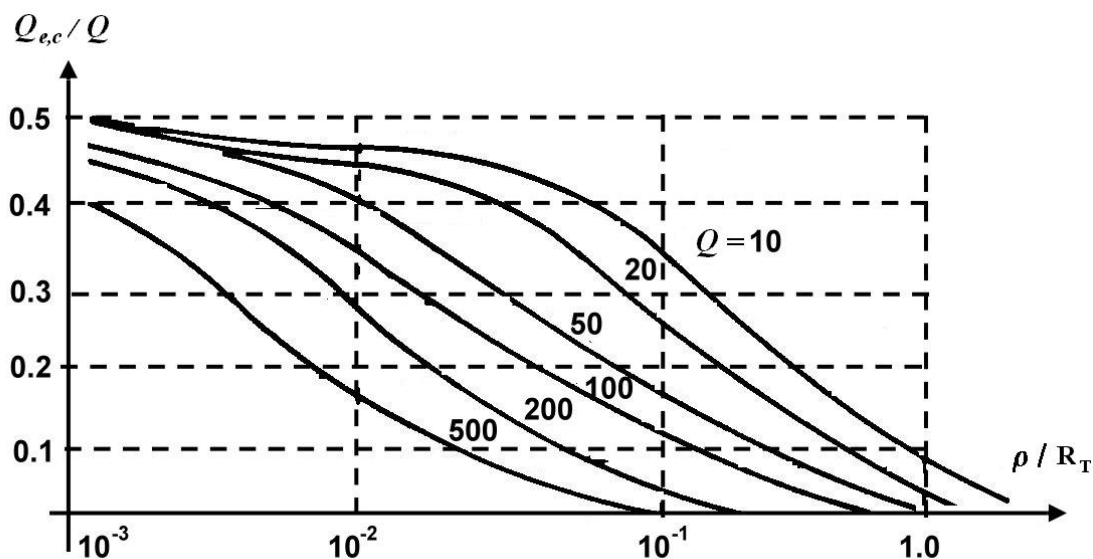
и винаги е по-малък от z_p . За да се постигне съгласуване, трябва $R_c = z_{p,e}$. Качественият фактор на трептящите кръгове от фиг. 3.11 е

$$Q_e = \frac{Q}{1 + \left(\frac{\rho}{R_T} + p^2 \frac{\rho}{R_c} \right) Q}, \quad (3.34)$$

а при съгласуване на кръга с R_c се получава

$$Q_{e,c} = \frac{Q}{2 + \frac{\rho}{R_T} Q} \quad (3.35)$$

На фиг. 3.12 е дадено отношението $Q_{e,c} / Q$ като функция на ρ / R_T при различни стойности на Q .

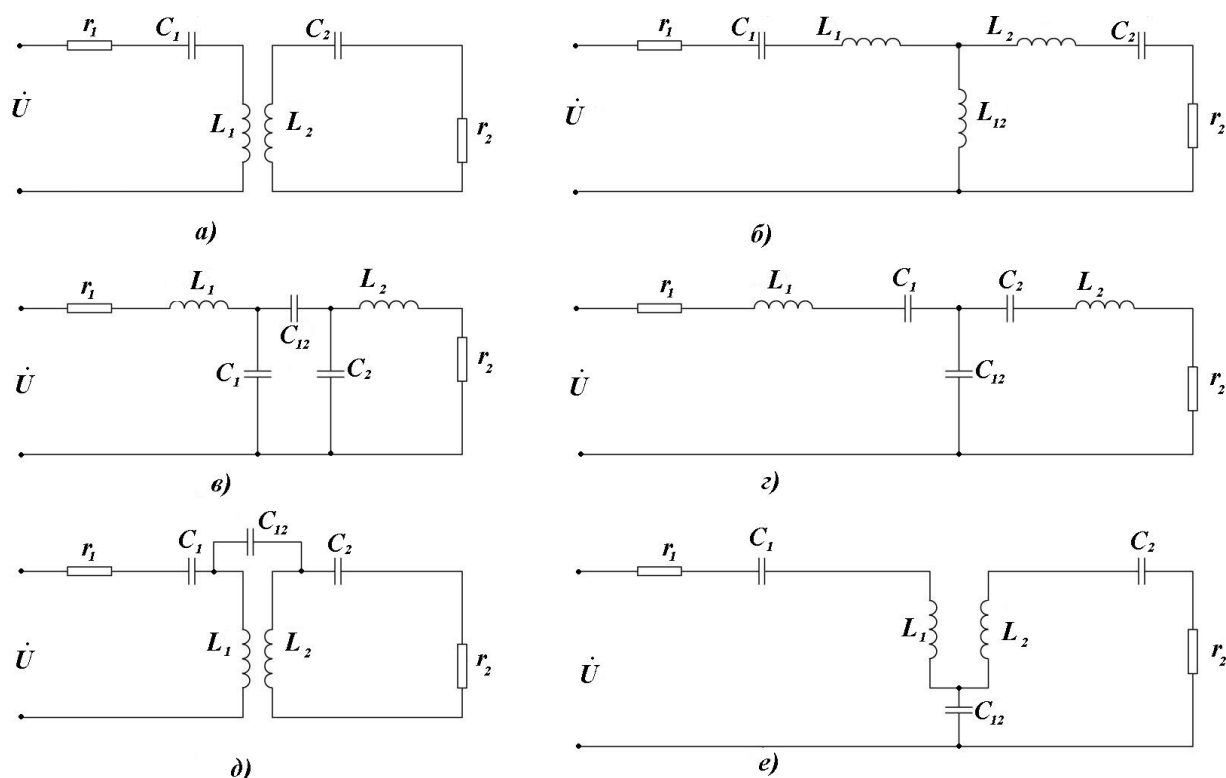


фиг. 3.12

3.4. Свързани трептящи кръгове.

Свързаните трептящи кръгове са резонансни системи, при които съществува прехвърляне на енергия от единия кръг в другия и обратно. Целта на използването на свързаните трептящи кръгове в електрониката и комуникациите е да се получат по стръмни склонове на АЧХ, а чрез някои от кръговете да се получи и галванична развързка между две електрически вериги. Най-голямо разпространение е получила системата чрез магнитна връзка, която се осъществява чрез общо за двата кръга магнитно поле.

Практически магнитната връзка се реализира чрез трансформаторно, (индуктивно) свързване на двата кръга (фиг. 3.13 а), автотрансформаторно (кондуктивно) свързване (фиг. 3.13 б). Често се използва и електрическа връзка между кръговете, която се реализира с помощта на свързващ кондензатор и обикновено се нарича *капацитивна връзка*.



фиг.3.13

Когато капацитетът на свързващия кондензатор (C_{12} от фиг. 3.13 в) не представлява част от капацитета на двата кръга, връзката е *външно капацитивна*. При *вътрешно капацитивна връзка* (фиг. 3.13 г) капацитетът на свързващия кондензатор C_{12} е част от капацитетите на двата трептящи кръга.

Възможно е връзката между кръговете да се осъществява едновременно чрез магнитно и електрическо поле, поради което тя се нарича *комбинирана връзка*, която може да бъде външно капацитивна-индуктивна (фиг. 3.13 д) и вътрешно капацитивна-индуктивна (фиг.3.13 е). В случай, че индуктивното съпротивление на връзката $\omega M > 1/\omega C_{12}$ в този случай връзката има индуктивен характер. При обратното съотношение ($1/\omega C_{12} > \omega M$) характерът на връзката е капацитивен.

За количествена оценка на влиянието между кръговете се използва понятието *коэффициент на връзката* - k

$$k = \sqrt{k_{12} k_{21}} \quad (3.36)$$

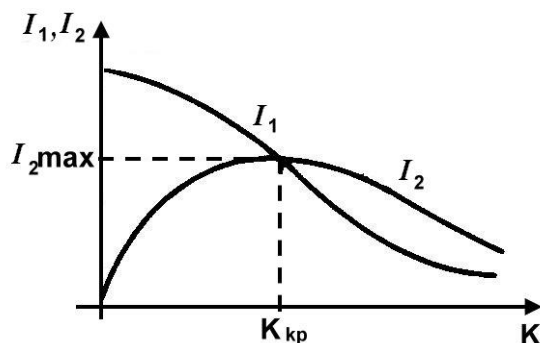
В 3.36 с k_{21} е означен коефициентът на предаване по напрежение от първия трептящ кръг във втория, а с k_{12} - коефициентът на предаване от втория кръг в първия.

Практически за схемите от фиг. 3.13 а,б се използват съответно изразите

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad ; \quad k = \frac{L_{12}}{\sqrt{(L_1 + L_2)(L_2 + L_{12})}} \quad (3.37)$$

Коефициентът на връзка k може да има стойности от 0 до 1. Зависимостта на $k = f(I_1, I_2)$ за схемата от фиг. 3.13 а) има вида показан на фиг. 3.14. При $k = 0$ (липсва връзка между кръговете) токът $I_2 = 0$, а I_1 има максимална стойност, равна на стойността му в единичен трептящ кръг. С увеличаване на k енергията, която се прехвърля от първичния кръг към вторичния, също се увеличава и токът I_2 нараства, а токът I_1 намалява. При определена стойност на k , наречена *критична* токът I_2 достига максималната си стойност. При връзки, по-силни от критичната, токът I_2 намалява, но е по-голям от I_1 , който постепенно намалява с увеличаването на k . При стойности на k , близки до 1 и двата тока имат много малки стойности.

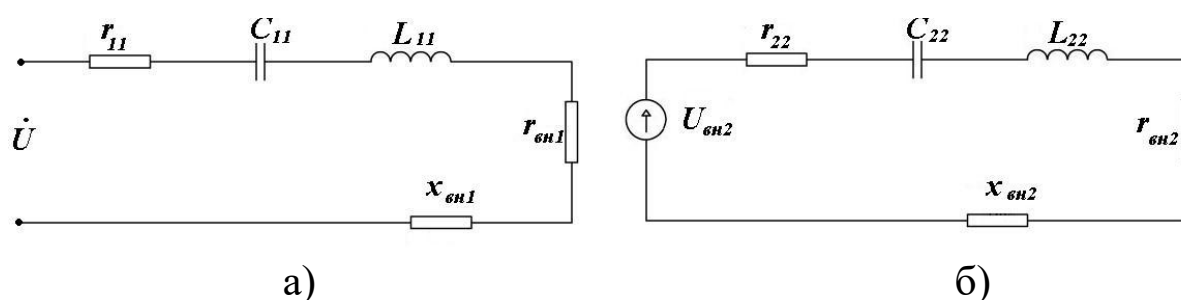
Намаляването на I_1 при засилване на връзката между кръговете е резултат от обратното влияние на вторичния кръг върху първичния. То се дължи на индуктирането на е.д.н. в първичния кръг от магнитния поток, създаден от протичането на тока I_2 .



фиг. 3.14

В резултат на връзката между трептящите кръгове всеки от тях внася в другия активно и реактивно съпротивление, които се наричат *внесени съпротивления*. Освен това първичния трептящ кръг прехвърля напрежение във втория наречено *внесено напрежение*.

Внесените съпротивления от *втория* трептящ кръг в *първия* трептящ кръг се изразяват чрез еквивалентната схема на първия кръг, показана на фиг. 3.15 а. С r_{11} е означено общото активно съпротивление на първия кръг при липса на влияние от втория, а с C_{11} и L_{11} - съответно общият капацитет и общата индуктивност.



фиг. 3.15

Формулите за определяне на стойностите на тези три елемента на еквивалентната схема са дадени в табл. 3.1. Внесеното активно съпротивление $r_{ен.1}$ се определя така:

$$r_{ен.1} = \frac{x_{12}^2}{z_{22}^2} r_{22} \quad (3.38)$$

Тъй като $r_{22} > 0$ това съпротивление е винаги положително и се прибавя към r_{11} . В резултат на това общото активно съпротивление на първия трептящ кръг се увеличава и неговият качествен фактор намалява. Физически това се обяснява с факта, че втория трептящ кръг консумира енергия от първия. В 3.38 с x_{12} е означено реактивното съпротивление на елемента за връзка между кръговете, а z_{22} е импедансът на втория кръг. Внесеното съпротивление $r_{ен.1}$ зависи от използваната схема за връзка и формула за него е дадена в табл. 3.1.

Внесеното реактивно съпротивление в първия кръг се определя от израза

$$r_{ен.2} = -\frac{x_{12}^2}{z_{11}^2} x_{22} \quad , \quad (3.39)$$

в който x_{22} е реактивното съпротивление на втория трептящ кръг. Знакът минус в 3.39 показва, че при капацитивен характер на x_{22} в първия се внася индуктивно съпротивление. При честоти над резонансната честота на втория кръг съпротивлението x_{22} има индуктивен характер, а $x_{вн.1}$ -капацитивен. Формулата за внесеното реактивно съпротивление $x_{вн.1}$, за всяка от схемите от фиг. 3.13, също е дадена в табл. 3.1.

Влиянието на *първия* кръг върху *втория* се изразява по аналогичен начин чрез внесено активно съпротивление и внесено реактивно съпротивление (вж. фиг. 3.15 б).

Формули за определяне на елементите на еквивалентната схема на втория кръг са дадени в табл. 3.1. Внесеното активно съпротивление $r_{вн.2}$ се определя по формулата

$$r_{вн.2} = \frac{x_{12}^2}{z_{11}^2} r_{11} \quad , \quad (3.40)$$

в която z_{11} е импедансът на първия трептящ кръг. Това съпротивление също винаги е положително и води до намаляване на качествения фактор на втория кръг. В табл. 3.1 са дадени формули за $r_{вн.2}$ при различните видове връзка между кръговете.

Внесеното реактивно съпротивление във втория кръг е

$$x_{вн.2} = -\frac{x_{12}^2}{z_{11}^2} x_{11} \quad (3.41)$$

В табл. 3.1 са дадени изрази за $x_{вн.2}$ на всяка от схемите на фиг. 3.13. Прехвърленото напрежение от първия кръг във втория се дава с общата формула

$$U_{вн} = \frac{|x_{12}|}{z_{11}} U \quad , \quad (3.42)$$

където U е напрежението, приложено върху първия кръг. Формулата за $U_{вн.}$ е дадена в табл. 3.1, за всяка от схемите на фиг. 3.13. Наличието на два трептящи кръга обуславя два вида резонансни криви-на първия и на втория кръг. Резонансната крива на втория кръг представлява честотната зависимост на отношението на тока I_2 през кръга към максималния ток I_{2mm} , който се дава с изрази

$$I_{2mm} = \frac{U}{2 \sqrt{r_1 r_2}} \quad (3.43)$$

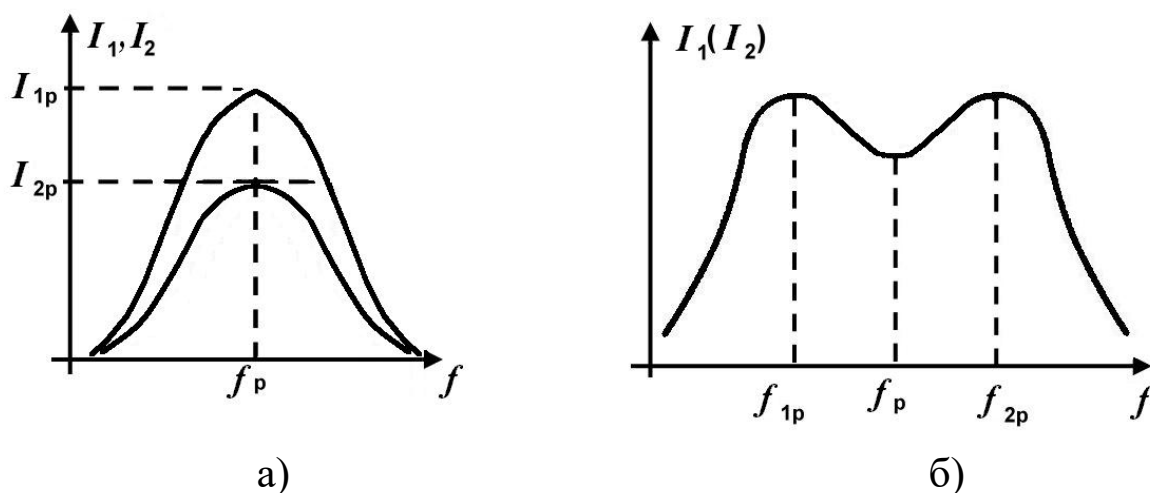
<i>Элементы на экв. схемы</i>	<i>r₁₁</i>	<i>L₁₁</i>	<i>C₁₁</i>	<i>r_{вн 1}</i>	<i>X_{вн}</i>	<i>r₂₂</i>	<i>L₂₂</i>	<i>C₂₂</i>	<i>r_{вн 2}</i>	<i>X_{вн 2}</i>	<i>U_{вн}</i>
<i>фиг. 3.13 а</i>	<i>r₁</i>	<i>L₁</i>	<i>C₁</i>	$\frac{(\omega M)^2}{z_{22}^2} r_2$	$-\frac{(\omega M)^2}{z_{22}^2} X_{22}$	<i>r₂</i>	<i>L₂</i>	<i>C₂</i>	$\frac{(\omega M)^2}{z_{11}} r_1$	$-\frac{(\omega M)^2}{z_{11}} X_{11}$	$\frac{\omega M}{z_{11}} U$
<i>фиг. 3.13 б</i>	<i>r₁</i>	$\frac{L_1+L_2}{2}$	<i>C₁</i>	$\frac{(\omega L_{12})^2}{z_{22}} r_2$	$-\frac{(\omega L_{12})^2}{z_{22}} X_{22}$	<i>r₂</i>	$\frac{L_2+L_1}{2}$	<i>C₂</i>	$\frac{(\omega L_{12})^2}{z_{11}^2} r_1$	$-\frac{(\omega L_{12})^2}{z_{11}^2} X_{11}$	$\frac{\omega L_{12} U}{z_{11}}$
<i>фиг. 3.13 в</i>	<i>r₁</i>	<i>L₁</i>	<i>C₁</i>	$\frac{1}{(\omega C_2)^2 z_{22}^2} r_2$	$-\frac{1}{(\omega C_2)^2 z_{22}^2} X_{22}$	<i>r₂</i>	<i>L₂</i>	<i>C₂</i>	$\frac{1}{(\omega C_{12})^2 z_{11}^2} r_1$	$-\frac{1}{(\omega C_{12})^2 z_{11}^2} X_{11}$	$\frac{1}{\omega C_2 z_{11}} U$
<i>фиг. 3.13 г</i>	<i>r₁</i>	<i>L₁</i>	$\frac{C_1 C_{12}}{C_1 + C_{12}}$	$\frac{1}{(\omega C_2)^2 z_{22}^2} r_2$	$-\frac{1}{(\omega C_2)^2 z_{22}^2} X_{22}$	<i>r₂</i>	<i>L₂</i>	$\frac{C_{12} C_2}{C_{12} + C_2}$	$\frac{1}{(\omega C_{12})^2 z_{11}^2} r_1$	$-\frac{1}{(\omega C_{12})^2 z_{11}^2} X_{11}$	$\frac{1}{\omega C_2 z_{11}} U$
<i>фиг. 3.13 д</i>	<i>r₁</i>	<i>L₁</i>	<i>C₁</i>	$\left(\omega M - \frac{1}{\omega C_{12}} \right) \frac{r_2}{z_{22}^2}$	$\left(\omega M - \frac{1}{\omega C_{12}} \right) \frac{X_{22}}{z_{22}^2}$	<i>r₂</i>	<i>L₂</i>	<i>C₂</i>	$\left(\omega M - \frac{1}{\omega C_{12}} \right) \frac{r_1}{z_{11}^2}$	$-\left(\omega M - \frac{1}{\omega C_{12}} \right) \frac{X_{11}}{z_{11}^2}$	$\frac{\omega M - \frac{1}{\omega C_{12}}}{z_{11}} U$
<i>фиг. 3.13 е</i>	<i>r₁</i>	<i>L₁</i>		$\left(\omega M - \frac{1}{\omega C_{12}} \right) \frac{r_2}{z_{22}^2}$	$\left(\omega M - \frac{1}{\omega C_{12}} \right) \frac{X_{22}}{z_{22}^2}$	<i>r₂</i>	<i>L₂</i>	$\frac{C_{12} C_2}{C_{12} + C_2}$	$\left(\omega M - \frac{1}{\omega C_{12}} \right) \frac{r_1}{z_{11}^2}$	$-\left(\omega M - \frac{1}{\omega C_{12}} \right) \frac{X_{11}}{z_{11}^2}$	$\frac{\omega M - \frac{1}{\omega C_{12}}}{z_{11}} U$

Наличието на два трептящи кръга обуславя два вида резонансни криви-на първия и на втория кръг. Резонансната крива на втория кръг представлява честотната зависимост на отношението на тока I_2 през кръга към максималния ток I_{2mm} , който се дава с изрази

$$I_{2mm} = \frac{U}{2 \sqrt{r_1 r_2}} \quad (3.43)$$

Тази зависимост се измерва при постоянна стойност на напрежението в първия кръг.

Честотната зависимост на токовете I_1 и I_2 представлява *честотната характеристика* на свързаните кръгове. Големината на токовете I_1 и I_2 зависи не само от изменението на импеданса, но и от коефициента на връзка. Ако връзката е *по-слаба от критичната*, честотните характеристики на I_1 и I_2 са подобни на резонансната характеристика на единичен трептящ кръг (фиг. 3.16 а). При това $I_{1p} > I_{2p}$, което следва от фиг. 3.14

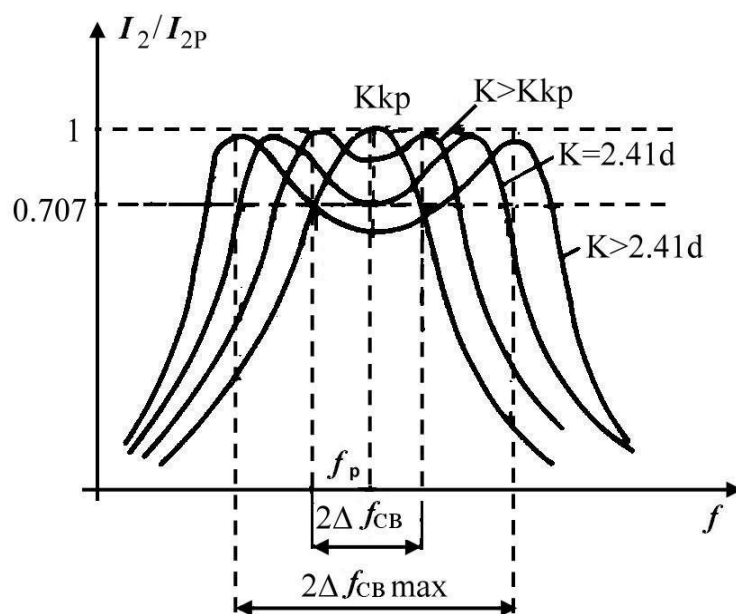


фиг. 3.16

С увеличаване на коефициента на връзка k , токът I_{1p} намалява, а токът I_{2p} се увеличава. При $k = k_{кр}$ честотните характеристики на двата тока са еднакви по форма и $I_{1p} = I_{2p}$. Когато връзката стане по-силна от критичната, честотните характеристики на I_1 и I_2 имат по два резонансни върха-два максимума при честоти f_{2p} и f_{2p} и една падина /минимум/ при честота f_p (фиг. 3.16 б). Двата максимума се определят по формулите

$$f_{1p} = f_p \left(1 - \frac{1}{2} \sqrt{k^2 - \frac{1}{Q^2}} \right), \quad f_{2p} = f_p \left(1 + \frac{1}{2} \sqrt{k^2 - \frac{1}{Q^2}} \right). \quad (3.44)$$

От фиг. 3.16 б) се вижда, че честотната характеристика на свързаните трептящи кръгове са по-широки и с по-стръмни склонове. И тук може да се дефинира понятието *лента на пропускане*. Това е спектърът от честоти, за които токът във вторичния кръг намалява до стойност 0,707 от максималната. От фиг. 3.16 б) е очевидно, че лентата на пропускане ще бъде различна при различен коефициент на връзка между кръговете. Това позволява чрез промяната на k да се регулира лентата на пропускане. Максималната ширина на лентата се получава, когато токът I_{2p} за f_p (падината на характеристиката) е равен на $I_{2max}/\sqrt{2}$ (фиг.3.17).



фиг. 3.17

Това се постига при $k=2,41d$. При това максималната лента на пропускане, на свързаните трептящи кръгове, е 3,1 пъти по-широка от лентата на пропускане на съответния единичен трептящ кръг

$$2 \Delta f_{CB \max} = 3,12 \Delta f_{e0} \quad (3.45)$$

При критична връзка $/\kappa_{кр.}/$ лентата на пропускане на свързаните кръгове е 1,41 пъти по-широка от лентата на единичен трептящ кръг

$$2 \Delta f_{CB} = 1,41 \cdot 2 \Delta f_{ed} \quad (3.46)$$

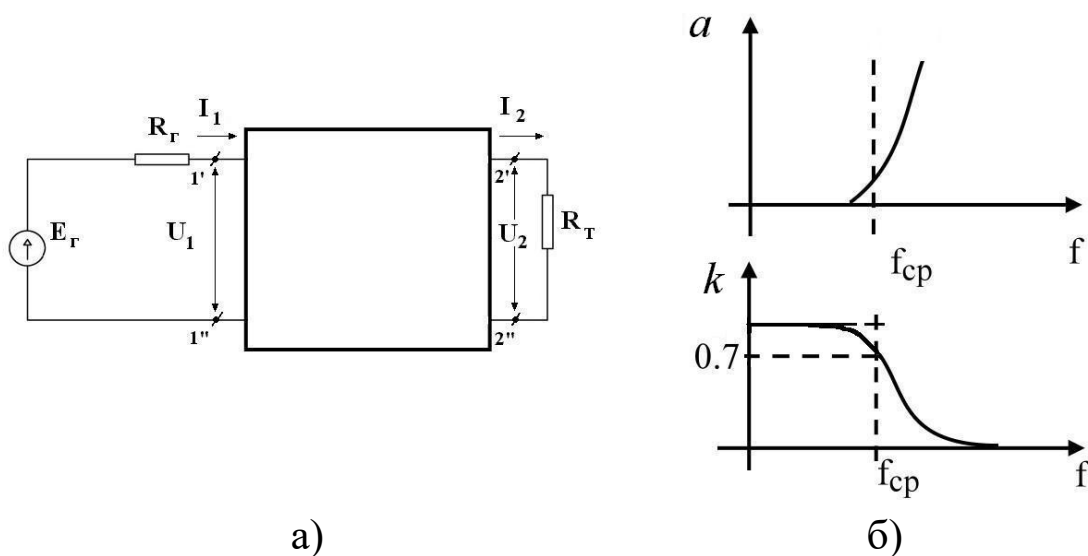
При намаляване на коефициента на връзка под критичния, широчината на лентата на пропускане намалява.

От тези данни се вижда, че широчината на лентата на пропускане може да се променя в много широки граници. Постръмните склонове на характеристиките показват, че по-рядко ще се отделят желаните честоти от смущаващите, т.е. при свързаните кръгове се получава по-голяма избирателност, което определя широкото им приложение в редица различни електронни схеми.

Всички изводи до тук са направени за два еднакви индуктивно свързани трептящи кръга. Аналогични процеси се развиват и при другите видове връзки, както и при свързване на различни кръгове или при паралелно включване на първичния кръг към генератора.

3.5. Основни сведения за електрическите филтри. Класификация.

Електрическите филтри представляват четириполюсници (фиг. 3.18), включени между източник на сигнал с вътрешно съпротивление R_g и товар R_T . Те имат честотна избирателност, т.е. пропускат токове с определен честотен обхват и не пропускат токове с честоти извън него.



фиг. 3.18

Следователно четириполусниците трябва да имат различно съпротивление за токовете с различни честоти. За пропусканата честотна лента четириполусника трябва да има нищожно съпротивление, а за непропусканата честотна лента - много голямо.

Предаването на сигналите от входа към изхода на филтъра се оценява с *коэффициента на затихване* a , който се определя като отношението на мощността P_1 , която източникът на сигнал би отдал при непосредственото му включване към товара и мощността P_2 , която се получава на изхода на филтъра. Този коефициент се изразява в децибели

$$a = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \quad [dB] \quad (3.47)$$

При съгласуване на източника на сигнал с входа на филтъра и на изхода на филтъра с товара ($R_c = z_c = R_T$, където z_c се нарича *характеристичен импеданс* на филтъра), коефициентът на затихване може да се изрази като отношение на входното и изходно напрежение или като отношение на входния и изходния ток:

$$a = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} = 20 \lg \frac{I_1}{I_2} \quad (3.48)$$

На практика често се използва и друга величина-*коэффициент на предаване* на филтъра, която представлява отношение на изходната към входната мощност. При съгласуване на филтъра с източника на сигнал и товара, коефициентът на предаване може да се изрази като отношение на изходното и входното напрежение

$$k = \frac{U_2}{U_1} \quad (3.49)$$

Това отношение може да се вземе също в логаритмичен мащаб. Очевидно е, че двете величини се явяват огледални една спрямо друга.

Една от най-важните характеристики на електрическите филтри е *амплитудно-честотната характеристика (АЧХ)*, която представлява зависимостта на затихването от честотата или на коефициента на предаване от честотата. На фиг. 3.18 б, с прекъсвани линии, са показани АЧХ на идеални филтри, за които коефициентът на затихване за пропусканите сигнали е $a=0$, а коефициентът на предаване за същите сигнали е $k=1$. За сигналите,

които филтърът трябва да спре, $a=\infty$, $\kappa=0$. Така се оформят лента на пропускане и лента на непропускане разделени от *граничната честота* f_{cp} на филтъра (нарича се още *честота на срязване*). АЧХ на реалните филтри, показани на фиг. 3.18 б) с плътни линии, се различават от тези на идеалните. Избирателните свойство на реалните филтри се определят от стръмността на АЧХ около граничната честота, т.е. от това, колко бързо нараства затихването при отдалечаване от граничната честота.

Електрическите филтри се класифицират по няколко показателя. Така според съставните им елементи филтрите биват:

Режекторни филтри. Основен елемент при тях са различни видове резонатори: кварцови, керамични, магнитострикционни и др.

Реактивни или LC филтри. Основните им съставни елементи са бобини и кондензатори.

Безиндуктивни или RC-филтри. Те съдържат резистори и кондензатори.

Нискочестотни филтри (НЧФ). Лентата им на пропускане е от 0 Hz (постоянен ток) до граничната честота f_{cp} , а лентата на непропускане-от f_{cp} до безкрайно високи честоти.

Високочестотни филтри (ВЧФ). Лентата им на пропускане е от f_{cp} до безкрайно високи честоти, а лентата на непропускане-от 0 до f_{cp} .

Лентови филтри (ЛФ). Те пропускат сигнали в определена честотна лента между гранични честоти f_{cp1} и f_{cp2} . Когато отношението, $f_{cp2} / f_{cp1} \leq 2$, филтърът е теснолентов, а при $f_{cp2}/f_{cp1} > 2$ -широколентов. Лентите на непропускане са две-от 0 до f_{cp1} и от f_{cp2} до безкрайно високи честоти.

Режекторни (заграждащи) филтри (РФ). Те пропускат две честотни ленти-от 0 до f_{cp1} и от f_{cp2} до безкрайно високи честоти. Лентата им на пропускане е между двете гранични честоти f_{cp1} и f_{cp2} . Най-често РФ се използват за подтискане на сигнали с точно определени честоти-между f_{cp1} и f_{cp2} .

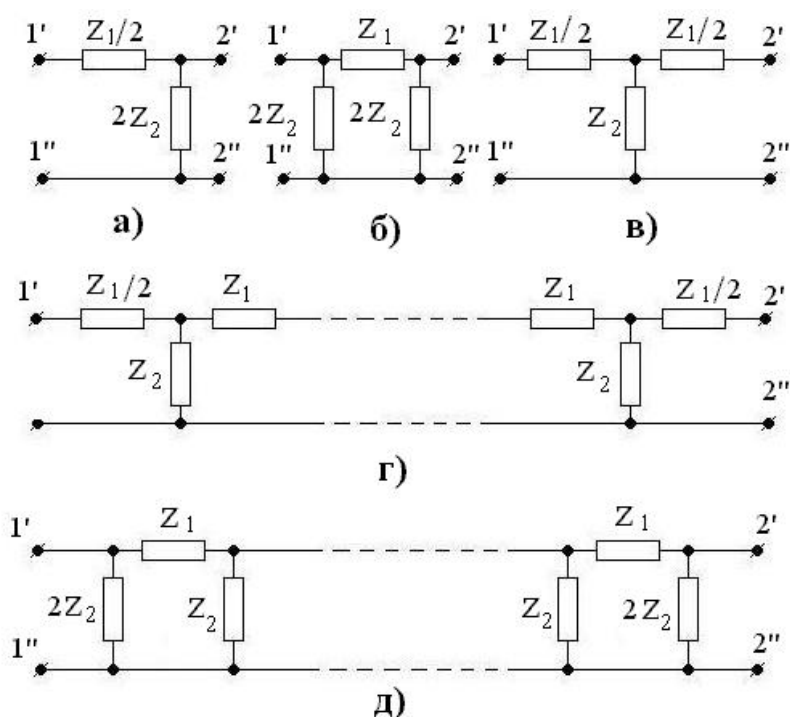
Според схемите на свързване на елементите се различават три основни вида филтри: Г-образен (Г-звено), П-образен (П-звено и Т-образен (Т-звено), показани съответно на фиг. 3.19 а, б, в. Т- и П-звената се получават от съединяването на две Г-звена.

За увеличаване на стръмността на АЧХ на реалните филтри се използват *верижни филтри* (фиг. 3.19 г,д), които представляват последователно свързани Т- или П-звена.

В зависимост от характера на импедансите z_1 и z_2 има два вида верижни LC-филтри: тип К и М производни.

При К-филтрите z_1 и z_2 имат противоположен характер за всички честоти. Винаги единият импеданс е с индуктивен характер, а другият - с капацитивен, и обратно.

Чрез замяна на импеданса z_1 или z_2 с трептящ кръг от К-филтрите се получават М-производни филтри.

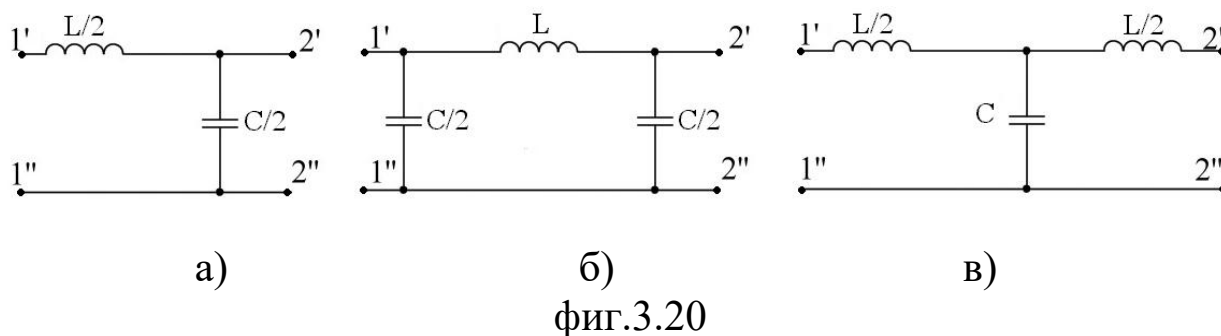


фиг.3.19

Електрическите филтри се разделят на *пасивни* - съдържат само пасивни елементи, и *активни (електронни)* - съдържат и активни елементи (транзистори или операционни усилватели).

3.6. Нискочестотни и високочестотни филтри.

Схемите на трите основни звена на нискочестотни К-филтри са показани на фиг. 3.20.



Г-образният НЧФ (фиг.3.20 а) се състои от бобина с индуктивност $L/2$ и кондензатор с капацитет $C/2$. При много ниски честоти индуктивното съпротивление на бобината x_L е много по-малко от капацитивното съпротивление на кондензатора x_C . Съответно падът на напрежение върху бобината е пренебрежимо малък спрямо пада върху кондензатора. На изхода се получава почти цялото напрежение и коефициентът на предаване е $\kappa = 1$. С увеличаване на честотата x_L нараства, а x_C намалява и за граничната честота f_{cp} двете съпротивления се изравняват: $x_L = x_C$. Настъпва резонанс на напрежение в последователния трептящ кръг, съставен от $L/2$ и $C/2$. Тъй като товарът R_T и съпротивлението на генератора R_g са включени към кръга, той е с по-малък Q -фактор и не се създава голямо резонансно напрежение. Граничната честота f_{cp} при която настъпва резонанс, зависи от елементите на филтъра и се определя по формулата

$$f_{cp} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{L}{2} - \frac{C}{2}}} = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}} \quad (3.50)$$

При честоти, по-високи от граничната, x_L става по-голямо от x_C . Протичащият през бобината слаб ток затваря веригата си през кондензатора, който шунтира товара. Ако честотата е по-висока от f_{cp} , x_L е по-голямо от x_C и изходният сигнал става значително по-малък от входния, т.е. коефициентът на предаване става по-малък от единица и започва да клони към нула.

Амплитудно-честотните характеристики на НЧФ са показани на фиг. 3.18 б. При ниски честоти филтърът представлява, за източника на сигнал, активно съпротивление, наречено *характеристичен импеданс*

$$z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} .$$

Генераторът отдава максимална мощност в товара само тогава, когато характеристичния импеданс е равен на вътрешното съпротивление на генератора и на товарното съпротивление $R_c = z_0 = R_T$.

П-образният НЧФ (фиг. 3.20 б) се получава от съединяването на две Г-звена чрез последователно свързване на бобините. Получава се филтър с индуктивност L и два последователно свързани кондензатора с общ капацитет $C/4$. Резонансната честота на кръга, която е гранична честота на филтъра, е

$$f_{cp} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L \frac{C}{4}}} = \frac{1}{\pi \sqrt{L C}} . \quad (3.51)$$

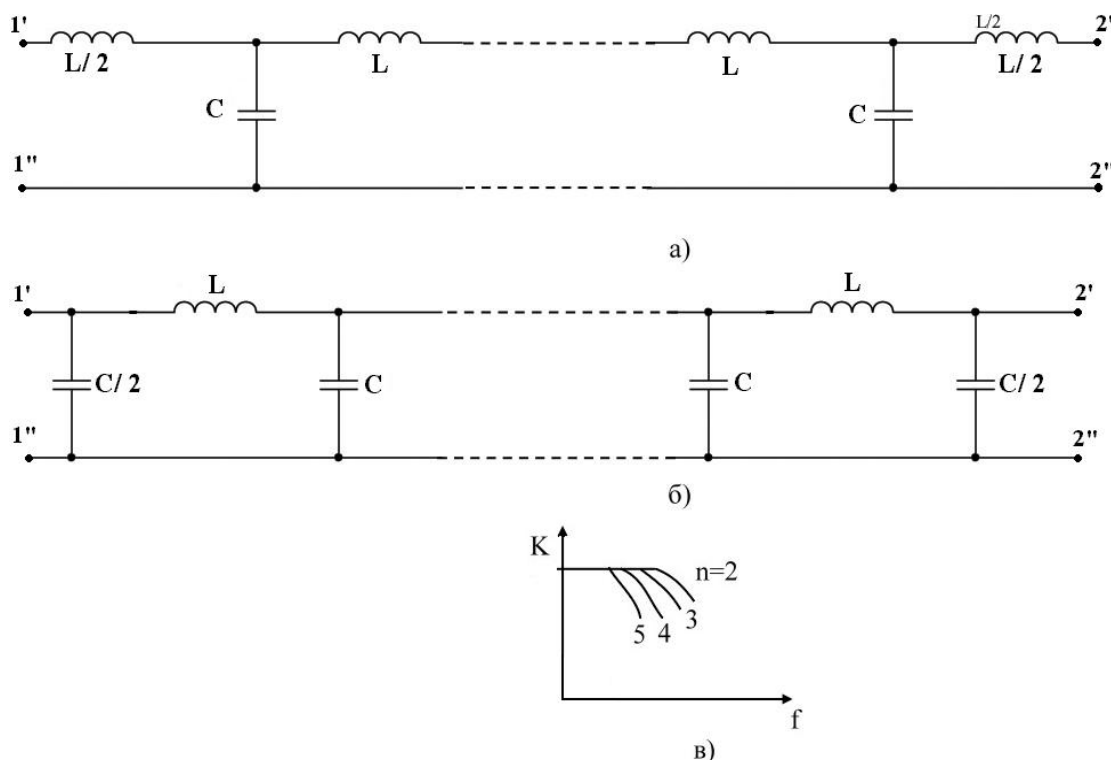
Вижда се, че П-звеното и Г-звеното имат една и съща честота. Характеристичният импеданс на П-звеното за ниски честоти е равен на този на Г-звеното. Поради едновременното шунтиращо действие на двата паралелни на товара кондензатора и поради увеличеното съпротивление на бобината при честоти $f > f_{cp}$ токът през товара силно намалява. Затова стръмността на АЧХ на П-звеното е по-голяма.

Т-образният НЧФ (фиг. 3.20 в) също се образува от две Г-звена, но при паралелно свързване на кондензаторите, при което общият капацитет е C . Т-образният НЧФ има същата гранична честота, характеристичен импеданс и АЧХ като П-образният филтър.

Верижните К-филтри се получават при свързването на Т- или П-звена (фиг. 3.21 а,б). Стръмността на АЧХ (фиг. 3.21 в) зависи от броя на свързаните звена n .

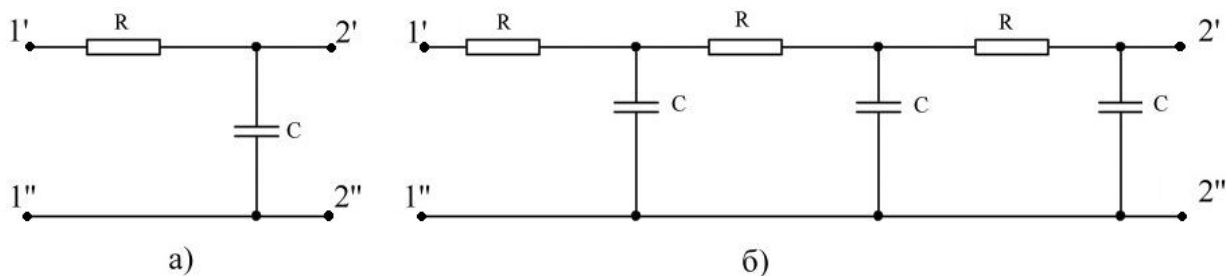
Като НЧФ често се използват и пасивни RC -филтри. Те имат по-малки размери и маса от LC -филтрите и лесно могат да бъдат изпълнени в интегрален вид. Техните АЧХ обаче имат по-малка стръмност в лентата на непропускане от LC -филтрите, със същия брой елементи и същата конфигурация, т.е. *RC филтрите имат по-малка избирателност*. Освен това в резисторите се получават

загуби, поради което коефициентът на предаване в лентата на пропускане е по-малък от единица.



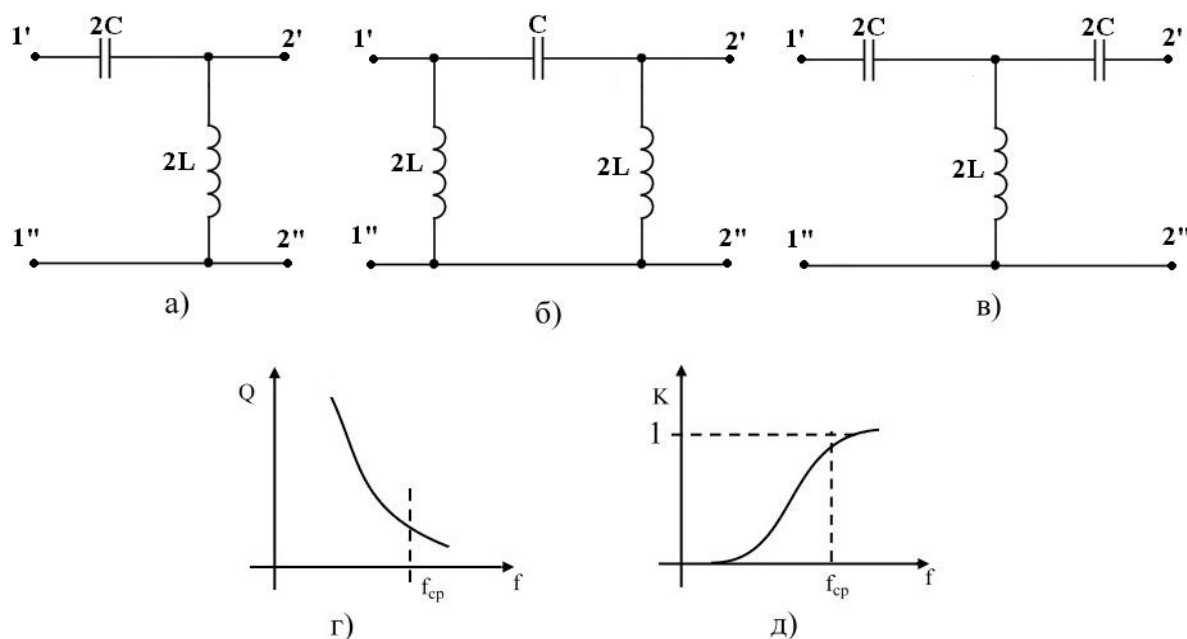
фиг. 3.21

Въпреки изброените недостатъци RC -филтрите намират приложение главно при ниски честоти поради малките си размери, тегло и цена. Най-често се използват Γ -образни RC -звена (фиг. 3.22 а) или верижни RC -филтри, съставени от Γ -звена (фиг. 3.22 б), при които се получават по-добри избирателни свойства. Граничната честота на Γ -звеното се определя с изрази $f_{cp} = 1/2\pi RC$.



фиг. 3.22

Високофреkwентните К-филтри се реализират на основата на три основни звена, показани на фиг. 3.23 а,б,в.



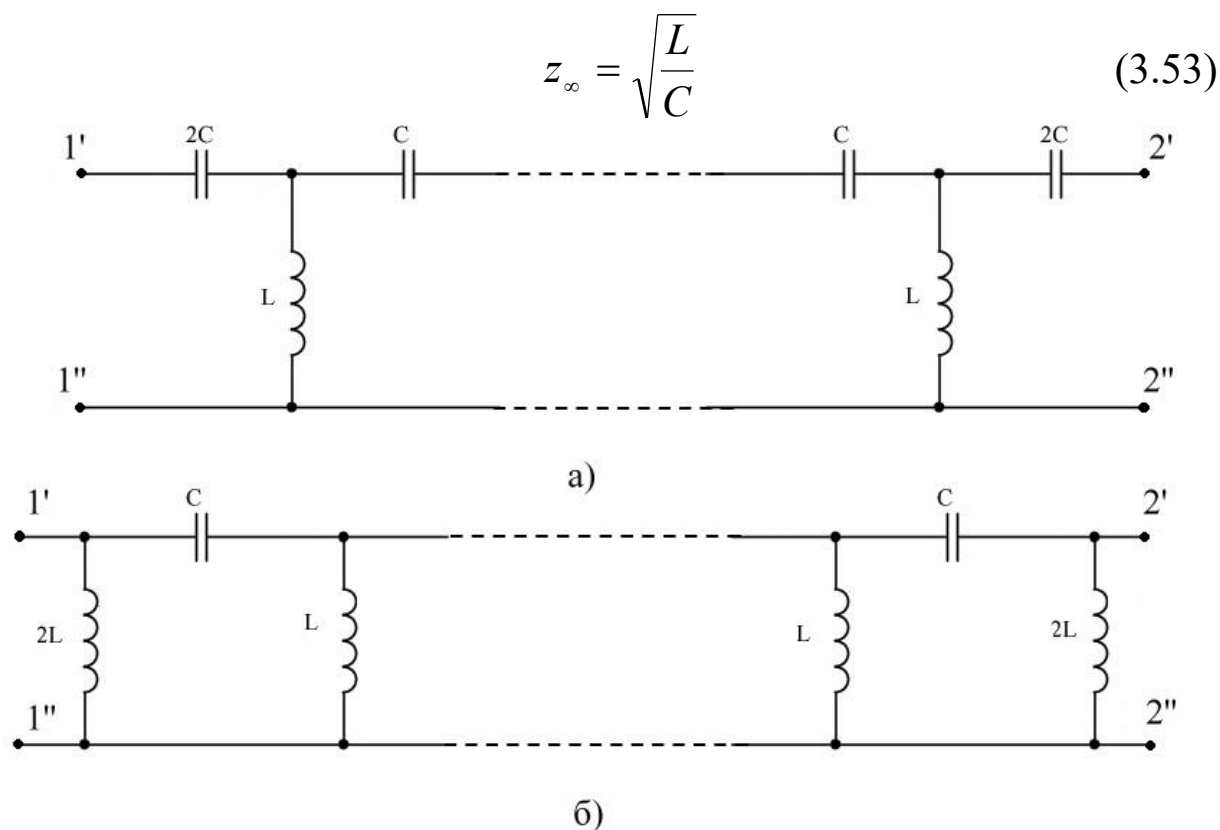
фиг.3.23

Г-образният ВЧФ (фиг.3.23 а) се състои от кондензатор с капацитет $2C$ и бобина с индуктивност $2L$. При ниски честоти капацитивното съпротивление x_C е много по-голямо от индуктивното x_L и почти цялото напрежение пада върху кондензатора. Изходното напрежение и коефициентът на предаване са почти равни на нула. Това е лентата на пропускане на филтъра. С повишаване на честотата x_L нараства, а x_C намалява и при граничната стойност f_{cp} двете съпротивления се изравняват. Настъпва резонанс на напрежение, а честотата f_{cp} се определя с изрази

$$f_{cp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L2C}} = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}} \quad (3.52)$$

При повишаване на честотата над f_{cp} x_L става по-голямо от x_C , по-голяма част от входното напрежение се появява на изхода и коефициентът на предаване става равен на 1. Това е лентата на пропускане на филтъра.

На фиг. 3.23 г), д) са показани АЧХ на Г-звеното. За високи честоти *характеристичният импеданс на филтъра* има активен характер и се изчислява по формулата



фиг. 3.24

За максимално отдаване на мощност от източника към товара е необходимо съгласуване, т.е. изравняване на съпротивленията

$$R_T = z_{\infty} = R_z \quad (3.54)$$

П- и Т-образният ВЧФ се получават от съединяване на две Г-звена (фиг. 3.23 в). При показаните стойности на елементите те имат същата гранична честота и същия характеристичен импеданс като Г-звеното, но стръмността на АЧХ е по-голяма.

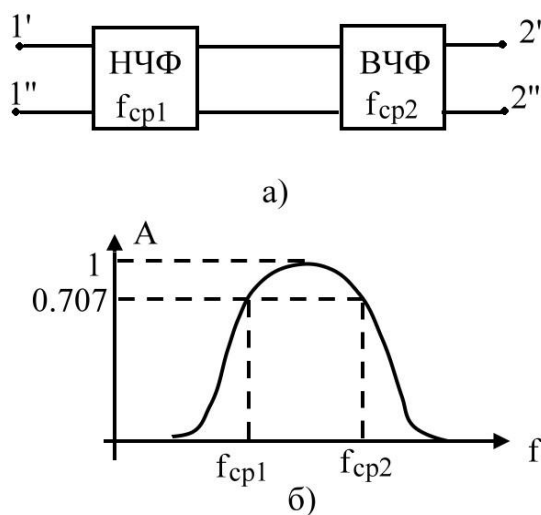
За подобряване на избирателните свойства на ВЧФ и тук се свързват верижно Т- или П-звена. Схеми на верижни ВЧ К-филтри са показани на фиг. 3.24 а,б.

3.7. Лентови и режекторни филтри. Производни филтри тип М.

Широколентовите филтри могат да се реализират чрез последователно свързване на НЧФ и ВЧФ (фиг.3.25 а). Последователността на свързване може да бъде и обратна на показаната без това да променя работата на филтъра. Като НЧФ и

ВЧФ могат да се използват които и да е звена, разгледани в раздел 3.6. Основно изискване е да има съгласуване между изхода на НЧФ и входа на ВЧФ. При това НЧФ трябва да има гранична честота f_{cp1} , по-висока от граничната честота f_{cp2} на ВЧФ. Стръмността на АЧХ в лентата на непропускане от 0 до f_{cp1} се определя от стръмността на ВЧФ, а стръмността в лентата на непропускане от f_{cp2} до безкрайно високи честоти-от стръмността на НЧФ (фиг. 3.25 б).

Теснолентовите филтри също могат да се реализират по схемата от фиг. 3.25 а, но поради малката разлика между f_{cp1} и f_{cp2} се появява взаимно влияние между двете звена. Това води до изменение на параметрите на ЛФ. По тази причина за теснолентовите филтри се използват други схемни решения.



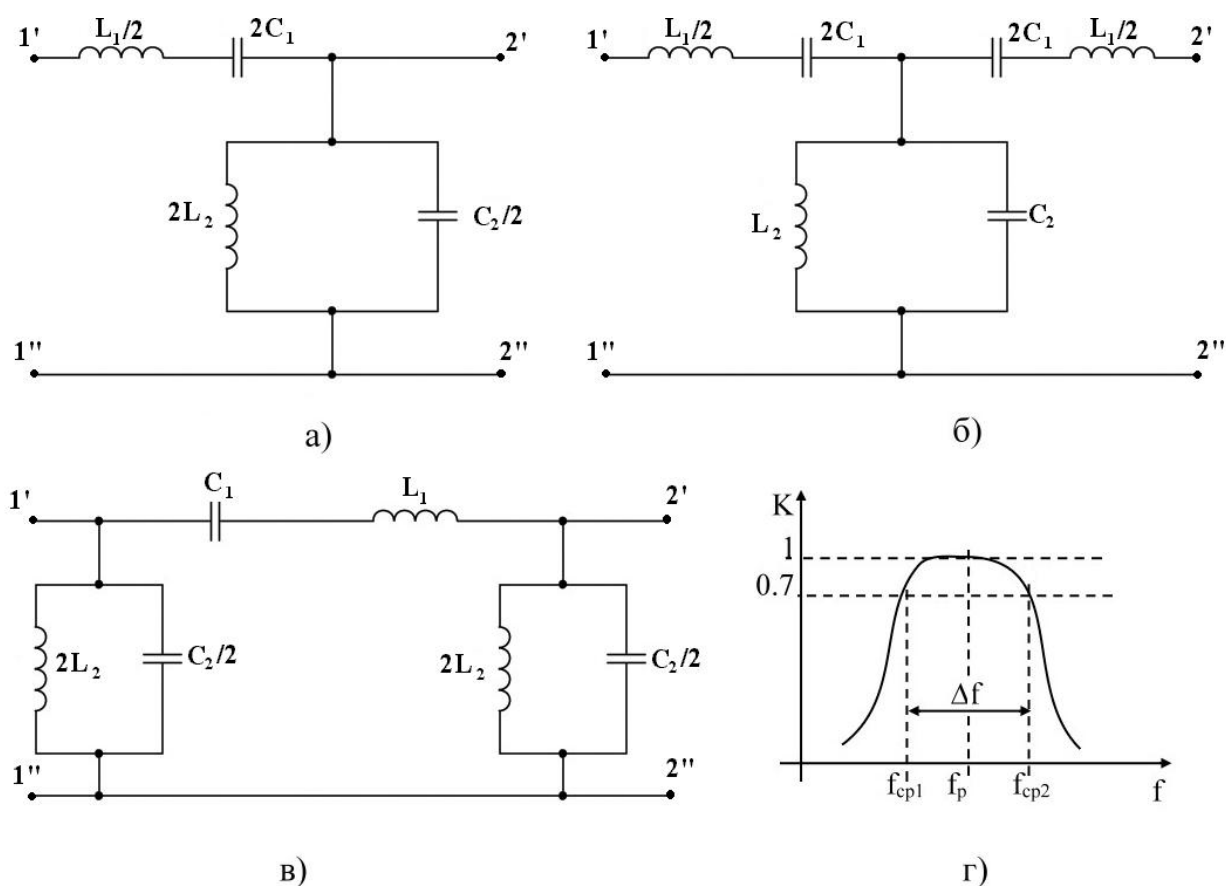
фиг.3.25

Основните звена на теснолентовите К-филтри са показани на фиг. 3.26 а,б,в. Тези звена се получават от нискочестотни Г-, Т- или П-звена, като бобините се заменени с последователни трептящи кръгове, а кондензаторите-с паралелни трептящи кръгове. Трептящите кръгове имат една и съща резонансна честота, която е средната честота на лентата на пропускане:

$$f_p = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_2 C_2}} \quad (3.55)$$

За лентата на пропускане от f_{cp1} до f_{cp2} последователните кръгове имат малко съпротивление, а паралелните-голямо. Изходното напрежение е близко до входното и коефициентът на

предаване е близък до единица. За честоти от 0 до f_{cp1} последователните кръгове имат голямо съпротивление с капацитивен характер, а паралелните-малко съпротивление с индуктивен характер. Следователно филтрите действат като ВЧФ и сигналите с ниски честоти не се пропускат. При високи честоти от f_{cp2} до ∞ големината на съпротивленията на трептящите кръгове и характерът им са обратни-последователните кръгове са големи индуктивни съпротивления, а паралелните – с малки капацитивни съпротивления. Филтрите действат като НЧФ и не пропускат сигналите с високи честоти. По този начин се оформят двете ленти на непропускане.



фиг. 3.26

АЧХ на основните звена на теснолентовите филтри е дадена на фиг. 3.26 г. Широчината на лентата на пропускане е

$$\Delta f = f_{cp2} - f_{cp1} = 2 f_p \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad (3.56)$$

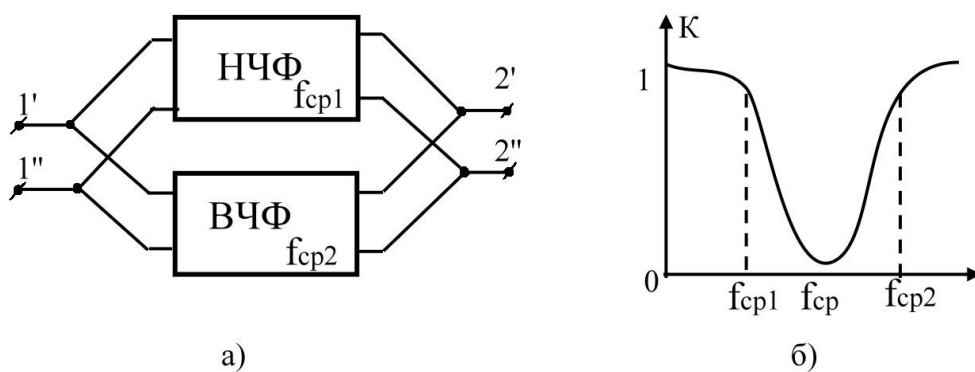
Стръмността на АЧХ в лентите на непропускане е пропорционална на отношението f_{cp2}/f_{cp1} и се увеличава при намаляването му. Характеристичният импеданс за трите ЛФ е

$$z = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} \quad .$$

Съгласуване на филтрите, с цел максимално отдаване на мощност в товара, е възможно само за една честота от лентата на пропускане-обикновено за f_p .

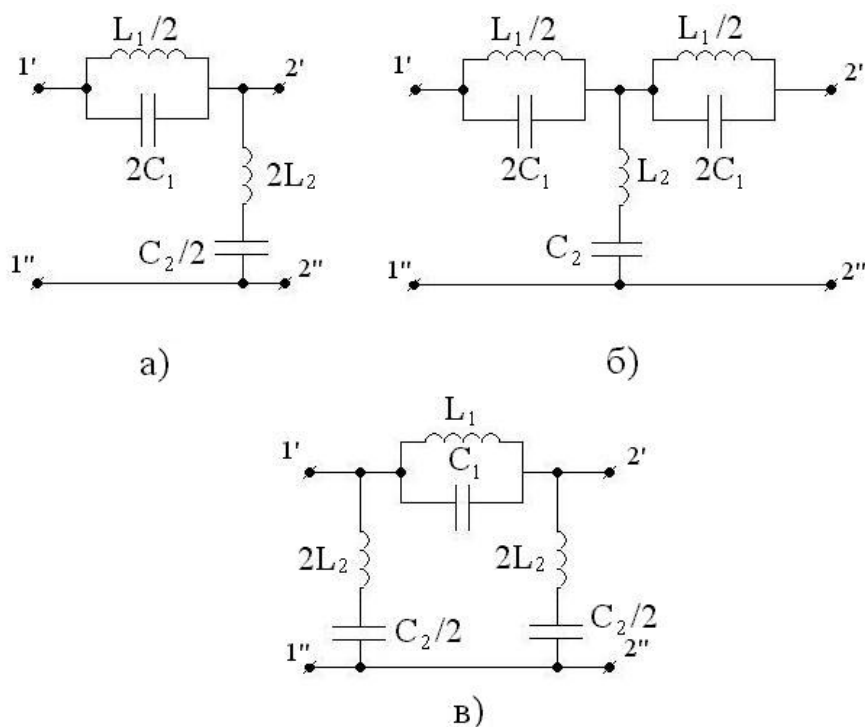
Ако се свържат последователно Т- или П-звена, показани на фиг. 3.26 б,в, получават се верижни К-филтри, които имат по-голяма стръмност на АЧХ.

Режекторен филтър може да се получи при паралелно свързване на НЧФ и ВЧФ (фиг. 3.27). Като НЧФ и ВЧФ могат да се използват звената, разгледани в раздел 3.6 За да се получи лента на непропускане между две гранични честоти f_{cp1} и f_{cp2} е необходимо НЧФ да има гранична честота f_{cp1} , по ниска от граничната честота на ВЧФ f_{cp2} . Стръмността на АЧХ, в лентата на непропускане близо до f_{cp1} , се определя от стръмността на характеристиката на НЧФ, а стръмността близо до f_{cp2} -от ВЧФ (фиг. 3.27 б).



фиг. 3.27

Режекторни К-филтри могат да се получат от основни звена на теснолентовети К-филтри (фиг. 3.26 а,б,в) чрез замяна на последователните трептящи кръгове с паралелни и на паралелните-с последователни. Получават се схемите, показани на фиг. 3.28а,б,в.



фиг. 3.28

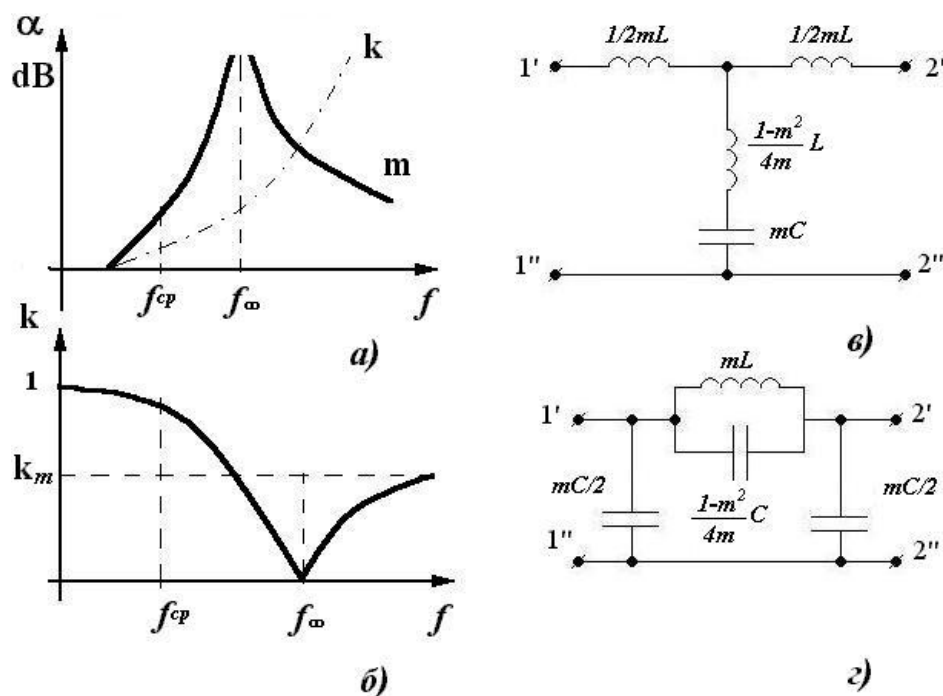
Трептящите кръгове имат една и съща резонансна честота, равна на средната честота на лентата на непропускане f_∞ , за която затихването на филтъра клони към безкрайност

$$f_\infty = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}} \quad (3.57)$$

За лентата на непропускане от f_{cp1} до f_{cp2} паралелните кръгове имат голямо съпротивление, а последователните-малки. Изходното напрежение и коефициентът на предаване са приблизително нула. За ниските честоти от 0 до f_{cp1} паралелните кръгове имат малко индуктивно съпротивление, а последователните-голямо капацитивно съпротивление. Филтрите действат като НЧФ и пропускат честоти от 0 до f_{cp1} . При високи честоти от f_{cp2} до ∞ паралелните кръгове имат малко капацитивно съпротивление, а последователните-голямо индуктивно съпротивление. Филтрите работят като ВЧФ и пропускат честотите от f_{cp2} до ∞ . Така се оформят двете ленти на пропускане. Противоположният характер на последователните и паралелните кръгове показва, че разглежданите схеми са К-филтри.

АЧХ на основните звена на режекторните филтри е показана на фиг. 3.27 б.

Производни филтри тип M се използват, когато е необходима по-голяма стръмност на АЧХ в лентата на непропускане. Това се постига чрез осигуряване на много по-голямо затихване при дадена честота f_{∞} от лентата на непропускане, която се нарича *честота на максимално затихване*. Недостатък на M -производните филтри е, че затихването при честоти $f \gg f_{\infty}$ е по-малко (за НЧФ) отколкото при K -филтър (фиг. 3.29 а,б).



фиг.3.29

Филтрите тип M се получават чрез замяна на елементите в последователните или паралелните клонове на K -филтрите съответно с паралелен или последователен трептящ кръг. Затова те се наричат *последователно производни*, а тези с паралелен трептящ кръг - *паралелно производни*. Честотата на максималното затихване f_{∞} е равна на резонансната честота на трептящите кръгове.

Нискочестотни M -производни филтри са показани на фиг. 3.29 в,г. Коефициентът M е по-малък от 1 и с намаляването му към 0 честотата f_{∞} се доближава до f_{cp} . Последователният трептящ кръг в T -звеното (фиг. 3.29 в), в лентата на пропускане представлява голямо капацитивно съпротивление, тъй като резонансната честота на кръга f_{∞} е по-голяма от f_{cp} . Поради това филтърът работи като T -

звено на К-филтър. За честотата f_∞ съпротивлението на кръга става много малко и той шунтира товара. В резултат на това коефициентът на предаване k_∞ , за честота f_∞ , е много малък.

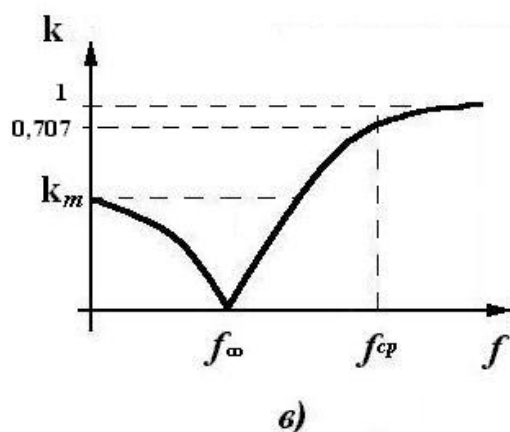
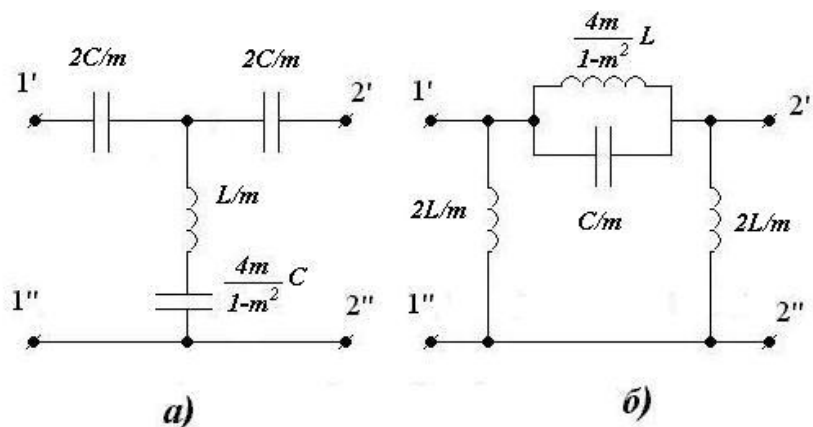
Ако трептящият кръг е идеален, $k_\infty=0$. За честоти над f_∞ трептящият кръг има индуктивен характер и схемата работи като индуктивен делител на напрежение. С повишаване на честотата индуктивното съпротивление на трептящия кръг нараства и коефициентът на предаване се повишава, като при безкрайно високи честоти клони към една определена стойност k_m (фиг. 3.29 б). Действието на паралелно производното П-звено (фиг. 3.29г) е подобно, като тук паралелният трептящ кръг има много голямо съпротивление за честота f_∞ и не пропуска входния сигнал към изхода. За честоти над f_∞ трептящият кръг има капацитивен характер и схемата работи като капацитивен делител на напрежение.

Граничната честота се определя с изрази 3.50 и не зависи от коефициента М, а честотата на максималното затихване е

$$f_\infty = \frac{1}{\pi \sqrt{(1-m)^2 L C}} = \frac{f_{cp}}{\sqrt{1-m^2}} \quad (3.58)$$

Характеристичните съпротивления на М-производните НЧФ са равни на характеристичните съпротивления на съответните К-филтри. Това позволява верижно свързване на М- и К-филтри с цел да се намали коефициентът на предаване при много високи честоти.

Високочестотните М-производни филтри се реализират на основата на К-филтри чрез замяна на бобините в паралелните клонове с последователни трептящи кръгове, (последователно производни филтри) или на кондензатори в последователните клонове с паралелни трептящи кръгове (паралелно производни филтри). Така се получават двете основни схеми на високочестотните М-производни филтри, показани на фиг. 3.30 а,б. АЧХ е показана на фиг. 3.30 в. При ниски честоти последователният трептящ кръг от Т-звено (фиг. 3.30 а) има капацитивен характер и филтърът работи като капацитивен делител на напрежение, с коефициент на предаване k_m при $f=0$, който зависи от коефициента М.



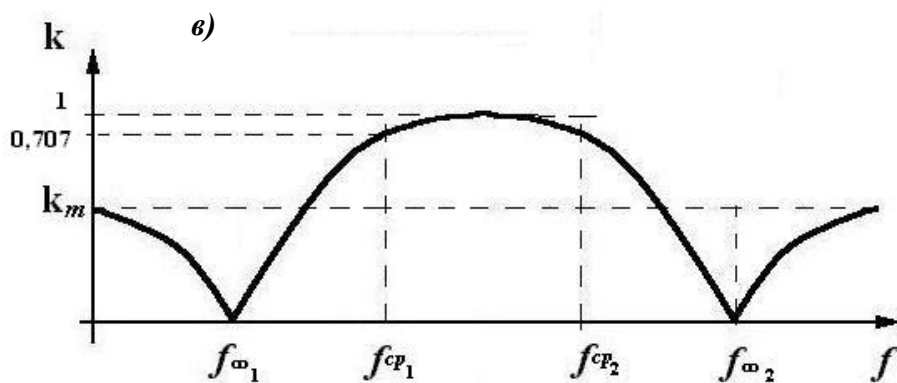
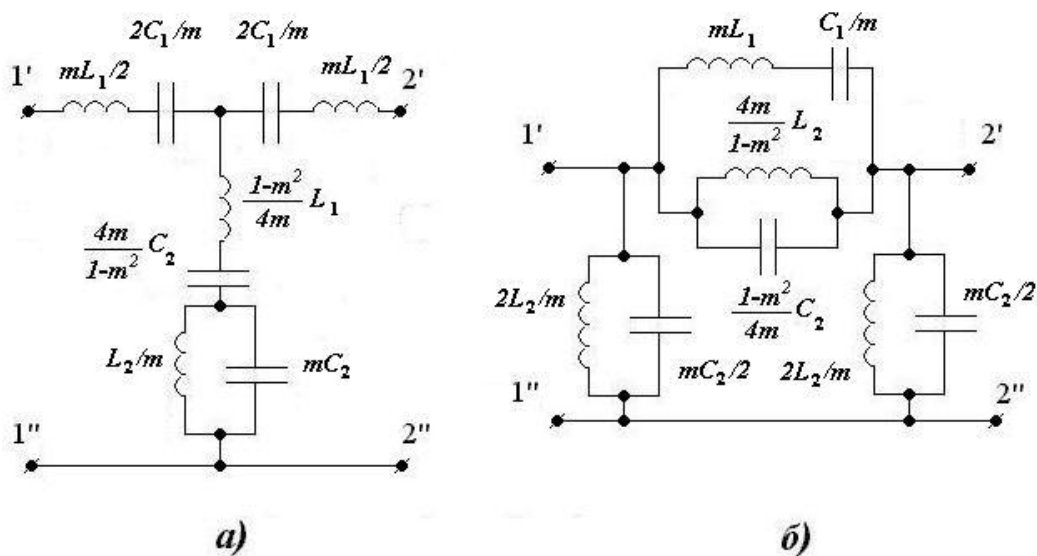
фиг. 3.30

При резонансната честота на последователния трептящ кръг f_∞ съпротивлението на кръга е много малко и той шунтира преминаващия през филтъра сигнал. Коефициентът на предаване k_∞ при f_∞ е много малък (при идеален кръг $k_\infty=0$). Честотата f_∞ се определя с изрази

$$f_\infty = \frac{\sqrt{1-m^2}}{4\pi \sqrt{LC}} = f_{cp} \sqrt{1-m^2} \quad (3.59)$$

При честоти, по-високи от f_∞ , трептящият кръг има индуктивен характер и схемата работи като К-звено на ВЧФ.

Подобно е действието и на П-звеното (фиг. 3.30 б). При ниски честоти, паралелния трептящ кръг има индуктивен характер и схемата работи като индуктивен делител. За $f=0$ коефициентът на предаване е k_m . При резонансната честота f_∞ съпротивлението на кръга е много голямо и коефициентът на предаване клони към 0. При честоти, по-високи от f_∞ , трептящият кръг има капацитивен характер и филтърът работи като съответното К-звено.



фиг. 3.31

От 3.59 се вижда, че колкото коефициентът M е по-малък, толкова f_{ω} е по-близко до f_{cp} и стръмността на АЧХ нараства, но същевременно k_m се увеличава и се приближава към единица.

Лентовите производни филтри, тип М, се реализират с помота на лентов К-филтър, като паралелният трептящ кръг в Т-звеното се замени с комбинация от последователно свързани паралелен и последователен трептящ кръг (последователно произведен ЛФ-фиг. 3.31 а) или като се замени последователния трептящ кръг в П-звеното с комбинация от паралелно свързани последователен и паралелен трептящ кръг (паралелно произведен ЛФ-фиг. 3.31 б). АЧХ е показана на фиг. 3.31 в.

3.8. Кварцови и керамични филтри. Филтри с повърхностни акустични вълни.

В различните електронни устройства често се използват и т.нар. *резанаторни филтри*.

Резанаторните филтри се характеризират с голяма стабилност на параметрите и много добра избирателност. Те съдържат като основен елемент обемен резанатор-кварцов, керамичен, магнитострикционен и т.н. При тези видове резанатори се извършва преобразуване на електрическите трептения в механични и обратно.

Най-голямо приложение намират пиезоелектрическите филтри поради добрите качествени показатели на пиезоелектрическия резанатор: много голям качествен фактор (от порядъка на десетки хиляди) и голяма стабилност. Действието на пиезоелектрическите резанатори се основава на т.нар. *пиезоелектрически ефект*. Свойството да проявяват пиезоелектрически ефект притежават много кристали (поради което пиезоелектрическите филтри се наричат още кристални): кварц (кварцови филтри), турмалин, сегнетова сол, бариев титанат и др. , както и някои изкуствени керамични материали.

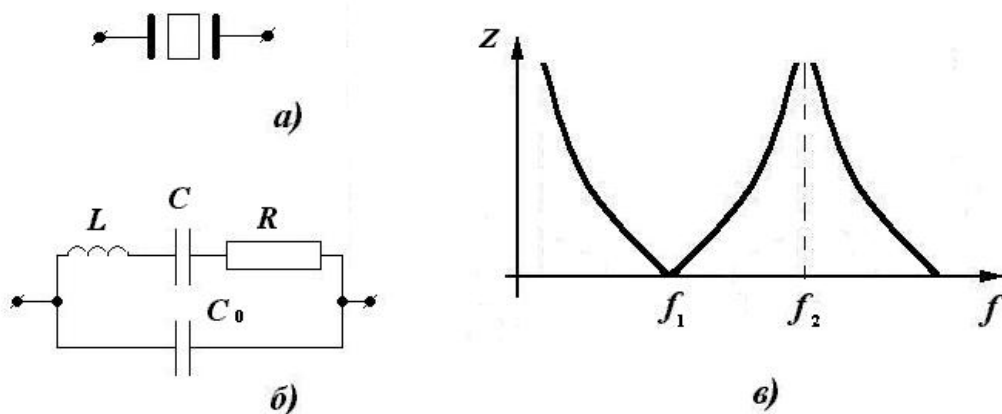
Пиезоелектрическият ефект се състои в следното. Ако се приложат механични сили върху определен кристал, на неговите стени се появяват електрически заряди. Това е *правият пиезоелектрически ефект*. Ако кристална пластинка, която проявява пиезоелектрически ефект, се постави в променливо електрическо поле, тя променя размерите си в такт с честотата на това поле, т.е. пластинката извършва механични трептения. Това е *обратният пиезоелектрически ефект*.

Най-голямо приложение за направата на пиезоелектрически резанатори намира кварцът поради много добрите си физико-химически свойства: голяма твърдост, якост, топлоустойчивост, нехигроскопичност, малък коефициент на топлинно разширение, устойчивост на киселини и основи.

От кварцовите кристали се изрязват пластинки по определен начин спрямо осите на кристала, за да се прояви по-силно пиезоелектрическият ефект. Кварцовият резанатор се състои от пластинка, прикрепена чрез държател към два метални електрода. В

такъв резонатор се използва обратният пиезоефект. При прилагане на променливо напрежение, в краищата на електродите на кварцовия резонатор, пластинката извършва механични трептения с честотата на приложеното напрежение. При деформациите на пластинката, в процеса на механичните трептения, на повърхността и възникват електрически заряди. Проявява се правият пиезоефект, вследствие на което във външната верига протича ток. Когато честотата на електрическото поле съвпадне с честотата на собствените трептения на пластинката, настъпва резонанс на механичните трептения на пластинката. Амплитудата на механичните трептения става максимална. Същевременно достига максимум и стойността на заряда, дължащ се на правия пиезоефект, което определя и максималната стойност на тока във външната верига. Следователно по отношение на външната верига, към която е свързан кварцов резонатор, механичният резонанс на пластинката е равностоеен на *резонанс на напрежение*. Затова кварцовата пластинка е еквивалентна на *последователен трептящ кръг*.

На фиг. 3.32 а) е показано условното означение на пиезоелектрически резонатор, а на фиг. 3.32 б) - еквивалентната му схема. С L , C и R са означени елементите на последователния трептящ кръг, които изразяват свойството на пиезоелектрическата пластинка, а с C_0 – капацитетът на електродите и монтажните капацитети.



фиг. 3.32

В кварцовите резонатори се използват пластинки, индуктивността на които се изменя от $0,1 \text{ H}$, при високи честоти, до

100 Н при ниски честоти. Капацитетът C на тези пластинки има стойност от един до няколко десетки пикофаради, а съпротивлението R – няколко десетки или стотици оме. Голямата индуктивност и малкият капацитет обуславят много големи стойности на характеристичното съпротивление $\rho = \sqrt{L/C}$ на последователния трептящ кръг. Поради това, въпреки сравнително голямото съпротивление R , качественият фактор на кръга, а следователно и на резонатора е много голям - над 500 000.

На фиг.3.32 в) е показана честотната характеристика на импеданса z на еквивалентната схема на пиезоелектрическия резонатор (използвана е абсолютната стойност на x_c). За честота $f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, възниква резонанс в последователния трептящ кръг, съставен от еквивалентните параметри R , L , C на пластинката. За тази честота схемата има минимално съпротивление. За честотата

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{CC_0}{C+C_0}}}$$

възниква резонанс на тока в паралелния трептящ кръг, съставен от капацитета C_0 в единия си клон и последователния трептящ кръг R , L и C – в другия. Както е известно паралелният трептящ кръг при резонанс има много голямо съпротивление и токът, който протича във външната верига е минимален. Следователно сигнали с честота f_2 не могат да преминават през резонатора. Тъй като капацитетът C_0 е много по-голям от C , честотите f_1 и f_2 са много близки една до друга, което определя голямата стръмност на характеристиката между тези две честоти.

Свойствата на пиезоелектрическите филтри зависят от честотния интервал. Този честотен интервал $\Delta f = f_2 - f_1$ може да се променя чрез включването на реактивен елемент последователно или паралелно на резонатора.

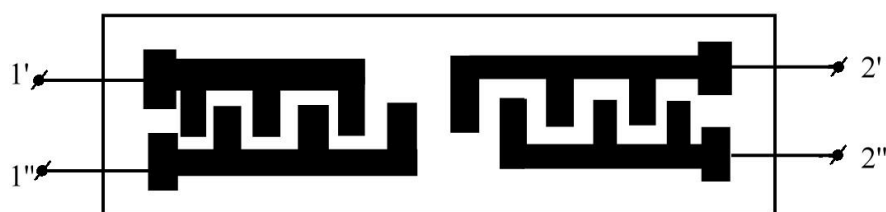
Пиезоелектрическите филтри могат да бъдат от различен вид: НЧФ, ВЧФ, лентов и режекторни, но най-голямо приложение намират лентовите и режекторните. Развитието на съвременната функционална микроелектротника и по специално направлението акустоелектроника предлага особено перспективни

акустоелектронни устройства, в микроелектронно изпълнение, които могат да действат като електрически филтри.

Действието на *акустоелектронните устройства* се основава на преобразуването на електрически сигнали в акустични, разпространяване на тези акустични сигнали с ултразвукова скорост в подходяща среда и преобразуването им отново в електрически на изхода на устройството.

Много переспективни са филтрите с *повърхностни акустични вълни*. Тези вълни се разпространяват по повърхността на подложка, при което е осигурен достъп до всяка точка на разпространяващата се вълна. По такъв начин може да се влияе на характеристиките на филтрите. Основно изискване към тези филтри е преобразуването на сигналите от електрически в акустични и обратно да се извършва в средата, където става и разпространяването на акустичния сигнал. По тези причини за подложки се използват материали с подчертани пиезоелектрически свойства: кварц, пиезокерамика, литиев ниобат и др.

Филтрите с повърхностни акустични вълни, могат да имат различни АЧХ-лентови, режекторни и др. За да се реализира определен вид филтър, променят се условията на разпространяване на акустичната вълна, т.е. скоростта на вълната.



фиг.3.33

Структурата на електроакустичен филтър е показана на фиг. 3.33. Върху кварцова подложка, от двете страни на звукопровода-между входния и изходния преобразувател с изводи съответно 1', 1'' и 2', 2'' са разположени управляващите електроди. Те представляват система от метални шини със строго определени размери и конфигурация. Широчината на шините и разстоянието между тях определят вида на АЧХ на филтъра.

ЧЕТВЪРТА ГЛАВА

СПЕКТРАЛЕН АНАЛИЗ НА СИГНАЛИ

4.1. Широчина на честотен спектър на периодичен и непериодичен сигнал.

От математиката е известно, че периодична функция (сигнал) е такава функция за която важи равенството:

$$y = f(t) = f(t \pm kT) \quad , \quad (4.1)$$

където t е времето, T е периодът на повторение на стойностите на функцията, $k = 1; 2; 3; 4; \dots$

Един от показателите, които характеризират един периодичен сигнал е широчината на неговия спектър.

От теоритичните основи на електротехниката е известно, че за определянето на този спектър се използва редът на Фурие (Fourier). Смисълът на този ред се състои в това, че всяка *периодична функция $S(t)$ отговаряща на условията на Дирихле, може да се представи като сума от хармонични колебания с честоти, и фазови ъгли кратни на основната честота, съответно с амплитуди C_n и начални фази φ_n .*

Ще припомним, че чистото хармонично трептение се нарича още и “монохармонично”, което според възприетата в оптиката терминология означава, че спектърът на това трептение има само една единствена спектрална линия. Във връзка с това трябва да се подчертае, че в природата няма чисто монохармонично трептение, защото всеки реален сигнал има начало и край. Следователно всеки сложен периодичен сигнал, т. е. *чиято форма се различава от монохармоничния сигнал* може да се разложи във вид на сума от хармонични трептения, честотите на които са кратни на основната честота $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$. От това следва, че един сложен сигнал може

да се характеризира със своята *спектрална (честотна) характеристика*, наричана още и *спектрална функция*. Именно тя съдържа информация за амплитудите и началните фази на отделните трептения. Ако се познават тези две характеристики на даден периодичен сигнал могат да се определят изискванията на които трябва да отговаря даден комуникационен канал за връзка.

Разновидностите на реда на Фурие са следните:

Пълна тригонометрична форма

$$S(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) . \quad (4.2)$$

Коефициентите a_n и b_n се изчисляват с помощта на следните формули

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} S(t) \cos n\omega_0 t dt ; \quad (4.3)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} S(t) \sin n\omega_0 t dt ; \quad a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} S(t) dt .$$

Кратка тригонометрична форма

$$S(t) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n \cos (n\omega_0 t + \varphi_n) \quad (4.4)$$

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \varphi_n = - \operatorname{arctg} \frac{b_n}{a_n}$$

Комплексна форма

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{C}_n e^{j\omega_0 t} , \quad (4.5)$$

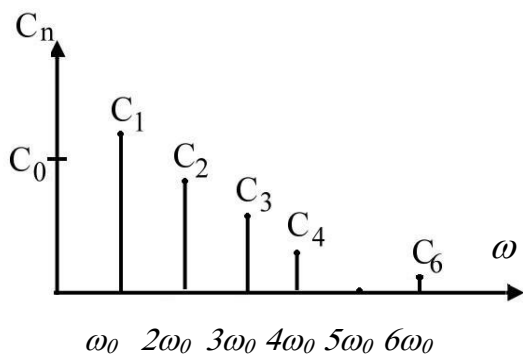
където

$$\dot{C}_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (4.6)$$

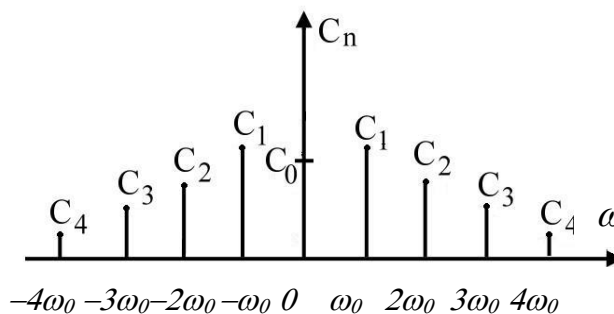
Графически спектъра, съгласно 4.2 и 4.3 както вече се спомена се представя с помощта на *спектрални линии* (фиг. 4.1). Такъв спектър се нарича *линеен*. В общия случай сумите в 4.2 и 4.3 представляват безкраен ред. Тъй като 90-95% от енергията на сигнала се съдържа в първите няколко събираеми, то за нуждите на практиката само те имат практически смисъл. По такъв начин сигналът практически се представя като *функции с ограничен спектър*.

Интервалът от честотната скала, в който се намира ограниченият спектър се нарича *широчина на спектъра*.

Ограничаването на спектъра в електронната и комуникационната техника се провежда съзнателно поради ограничената пропускателна възможност на апаратурата, свързочната линия и човешките органи за осезание.



фиг. 4.1



фиг. 4.2

Фазово-честотната спектрална диаграма се построява, като от същите точки на честотната ос се чертаят отсечки, пропорционални на фазата φ_n на съответния хармоник.

Хармоничните, изчислени съгласно (4.5), се получават както с положителни, така и с отрицателни честоти (фиг. 4.2).

Отрицателните честоти нямат физически смисъл. В случая се използва едно формално представяне на реална величина чрез комплексно число.

За да се установи в коя част на спектъра на сигнала е съсредоточена енергията се прави оценка чрез разглеждане на средната мощност за един периодичен сигнал. Тя се определя като *активна мощност* на сигнала, отделена в резистор със стойност 1Ω :

$$P = \overline{S^2(t)} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} S^2(t) dt \quad (4.7)$$

Ако в 4.6 се замени 4.4 се получава

$$P = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \left[a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n_0 t + \varphi_n) \right]^2 dt.$$

Очевидно е, че всички интервали, които имат за под интегрална функция косинус, се превръщат в нули, поради което средната мощност е

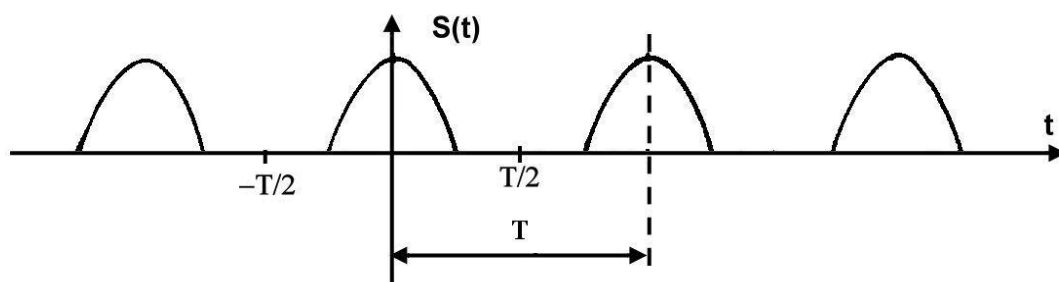
$$P = a_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} C_n^2. \quad (4.8)$$

Изразът 4.8 се нарича *равенство на Пърсивал*. От него се вижда, че средната мощност на периодичния сигнал е равна на сумата от средните мощности на всички хармонични съставки и мощността на постоянната съставка. Тя не зависи от началните фази на съставките.

Спектралният анализ на *непериодични* сигнали може да се разгледа като продължение на представянето на периодични сигнали чрез тригонометричен ред на Фурие. На фиг.4.3 е показана графиката на периодична функция във вид на последователни еднакви импулси с произволна форма, представени чрез функцията

$$S(t) = S(t - kT) ,$$

където k е цяло число. Тази функция може да се представи чрез комплексна форма на реда на Фурие (вж. Ф-ли 4.5 и 4.6).



фиг. 4.3

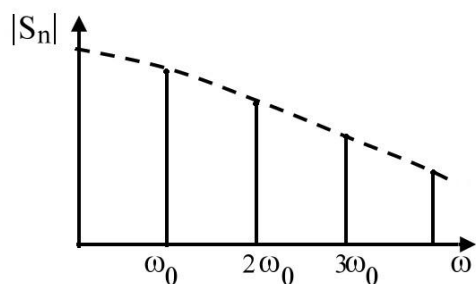
Нека вместо амплитудата $\dot{C}_n$ се разгледа произведението

$$S_n = \dot{C}_n T = \int_{-T/2}^{T/2} S(t) e^{-j\omega_0 t} dt \quad (4.9)$$

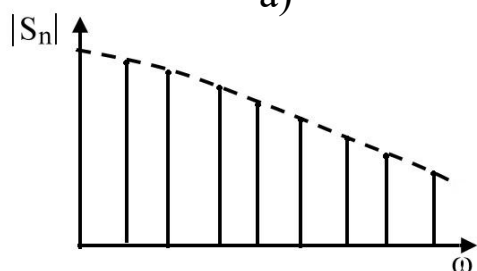
Спектърът на функцията е линеен и е показан на фиг. 4.4а. Той е построен по мащаба на $|S_n|$, а не на $|\dot{C}_n|$ по ординатната ос. Разстоянието между спектралните линии по абцисната ос е $\omega_0 = 2\pi / T$

Нека допуснем, че периодът T расте. Тогава разстоянието между спектралните линии ще намалее. Така например, ако периода се увеличи два пъти, то броят на линиите ще се удвои, тъй като първоначалните линии на спектъра запазват своята големина и местоположение, а между тях се появяват нови (фиг. 4.4 б).

Тъй като $S_n = \dot{C}_n T$, за някаква честота $\omega = n \omega_0$, произведението ще остане неизменно, тъй като амплитудите C_n намаляват с увеличаването на периода T .



а)



б)



в)

фиг. 4.4

Ако увеличаването на периода T продължи, то линейния спектър ще става с все по-голяма гъстота. При $T \rightarrow \infty$ интервала между линиите ще се стреми към нула и съвкупността от дискретни точки с координати $|S_n, n\omega_0|$ ще се превърне в непрекъсната последователност от точки, т.е. в линия, която ще представлява непрекъсната функция на честотата, която ще обозначим със $S(\omega)$ (фиг. 4.4в). По такъв начин при $T \rightarrow \infty$ се преминава в границите от периодична функция към неперiodична.

Изразявайки амплитудата $\dot{C}_n$ като

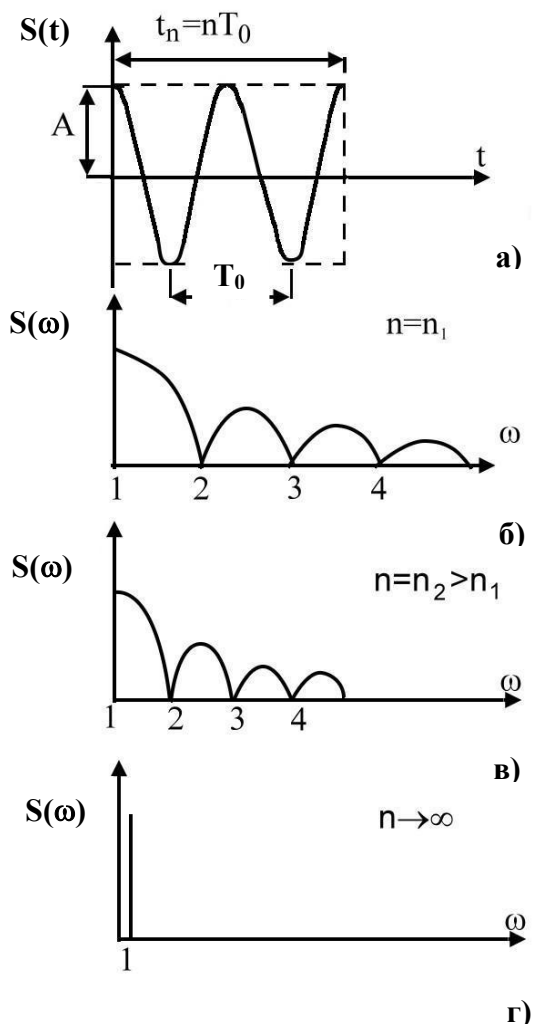
$$\dot{C}_n = \frac{S_n}{T} = \frac{1}{2\pi} S_n \omega_0$$

и като се има в предвид че, при $T \rightarrow \infty$ величината ω_0 ,

представляваща разстоянието между спектралните линии се превръща в $d\omega$, а S_n преминава в непрекъсната функция $\dot{S}(\omega)$, то заменяйки в 4.5 операцията сумиране с интегриране се получава

$$S(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{j\omega_0 t} d\omega \quad (4.10)$$

Горната формула се нарича интеграл на Фурие или още *обратно преобразуване на Фурие*. Чрез него е възможно всяка неперiodична функция да се представи във вид на безкрайна сума от хармонични съставлящи с безкрайно малки амплитуди $S(\omega)d\omega$ и безкрайно малки интервали $d\omega$ между съставлящите.



фиг. 4.5

Що се отнася до функцията от 4.10, тя представлява *спектралната плътност* (или *спектралната функция*) на комплексните амплитуди. Тя може да се определи от 4.9, където вместо дискретните стойности на честотата $n\omega_0$ може да се въведе непрекъснато изменящата се (текуща) честота ω

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt \quad (4.11)$$

Формула 4.11 се нарича *право преобразуване на Фурие*. Тя позволява да се намери *спектралната плътност* $\dot{S}(\omega)$ по зададена големина на $S(t)$. По такъв начин може да се определи *необходимата широчина на честотната лента на канала за връзка*.

Ако е известна *спектралната функция* на сигнала $\dot{S}(\omega)$, може да се определи *сигналят* като *функция на времето* $S(t)$ (ф-ла 4.10). Така например, по *спектъра* на сигнала, след *преминаването* му през някаква *електронна верига*, се вижда каква е *формата* му; това е особено важно за *импулсните сигнали*, използвани в *телеграфията*, *цифровите схеми*, *радиолокацията* и *другаде*.

Не е трудно да се направи *извода*, че *сигнал с крайна продължителност* има *безкраен спектър*, а *неограниченият по продължителност сигнал* има *ограничен спектър*.

За илюстрация на *гореказаното* на *фиг. 4.5 а)* е показан *радиоимпулс с правоъгълна обвивка* с *продължителност* t_n , *запълнен с монохроматично трептение* $S(t) = \cos \omega t$ с *период* T_0 . От *графиката* се вижда, че *широчината на спектралната функция* *зависи от*

продължителността на радиоимпулса t_n , изразена чрез периода, т.е. $t_n = nT_0$. На фиг. 4.5 б) е показан спектърът при някаква сравнително малка стойност на $n = n_1$, на фиг. 4.5 в) при $n_2 > n_1$. Вижда се, че когато импулсът е с безкрайно голяма продължителност ($t_n \rightarrow \infty$), спектърът е съставен от една единствена съставка с честота ω_0 – честотата на запълване. Очевидно е, че спектърът зависи от продължителността на сигнала.

Спектърът при крайна продължителност на сигнала ($t_n < \infty$) се нарича *текущ*. От примера се вижда, че текущия спектър има голямо практическо приложение.

4.2. Въздействие на детерминирани сигнали върху нелинейни безинерционни елементи.

От теоретичната електротехника е известно, че особеност на линейните вериги се явява приложимостта при тях на принципа на суперпозицията. От този принцип произтича простото и важно следствие: *хармоничен сигнал, преминавайки през линейна стационарна верига, остава неизменен по форма*, като се променя само неговата амплитуда и начална фаза.

Много по-големи възможности в това отношение притежават нелинейните вериги, характеризиращи се с това, че в тях връзката между входния сигнал $S_{вх}(t)$ и изходната реакция $S_{изх}(t)$ е установена чрез нелинейната функционална зависимост:

$$S_{изх}(t) = f[S_{вх}(t)] \quad (4.12)$$

Зависимостта 4.12 се описва с нелинейни алгебрични, диференциални и интегродиференциални уравнения. *Нелинейните вериги променят спектъра на сигнала, като в реакцията се появяват нови спектрални съставки. За тях не важи принципа на суперпозицията.* Използват се в комуникациите и електрониката за реализиране на такива процеси, като модулация, демодулация, генериране на трептения, преобразуване на честотата, изправяне на променливия ток и др.

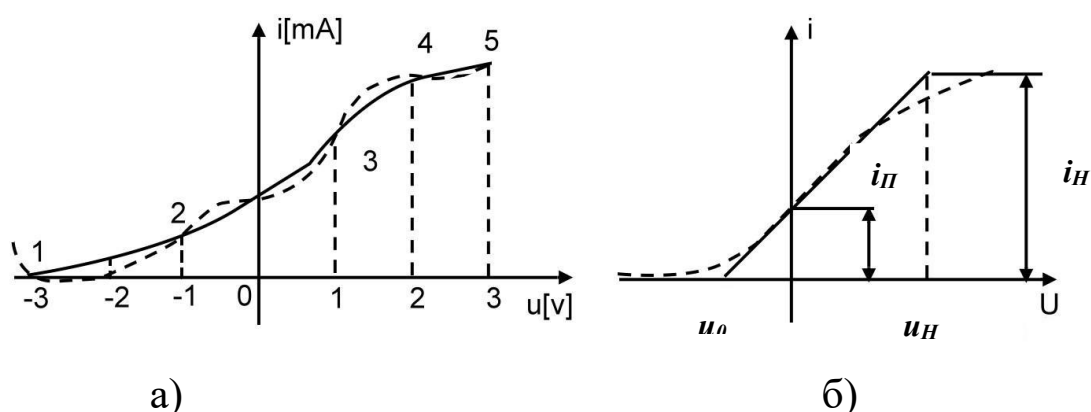
Друг клас вериги са *параметричните*. Те се отличават по това, че съдържат елементи, които зависят от някакъв параметър и по този начин се описват с параметрични уравнения. *Параметричните вериги променят спектъра на сигнала, но за тях не важи принципа на суперпозицията.*

Съпротивлението на нелинейните елементи зависи от стойността на тока и напрежението. Тяхното най-общо математическо описание е волт-амперната характеристика $i=f(u)$. Тя обикновено се апроксимира с някаква функция, за да може да се извърши анализ или синтез на верига със съответно предназначение.

Ще припомним, че апроксимацията е процес на замяна на експериментално снета волт – амперна характеристика с подходяща математическа функция. Една от най-разпространените апроксимиращи функции се явява тази със степенен полином

$$i = f(u) = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \dots + a_k u^k \quad (4.13)$$

който може да се използва по условие за съвпадане в $k+1$ точки със съответните стойности на зададена волтамперна характеристика. На фиг. 4.6, с прекъсвана линия, е показан възможния ход на апроксимиращата функция за пет предварително избрани точки.



фиг. 4.6

Често пъти апроксимиращата функция се съставя по участъци с отрезки от прави линии, които повече или по-малко съвпадат с характеристиката на нелинейния елемент. Този метод се нарича апроксимация с *отрезки от прави линии*. Например, при необходимост да се представи характеристиката от фиг. 4.6 б) (с прекъсвана линия) се използват три отреза от прави линии, като всеки отрез се задава с отделен израз:

$$i = \begin{cases} 0 & ; \quad u < u_0 \\ a_0 + a_1 u & ; \quad u_0 < u < u_H \\ i_H & ; \quad u > u_H \end{cases} , \quad (4.14)$$

където u_0 е напрежението на отсечката или запусване, u_H - напрежението на насищане, i_H - ток на насищане, а i_0 - ток на покой.

Възможни са и други начини за апроксимация: например чрез експоненциален полином, трансцедентни функции, хиперболичен тангенс и т.н.

Нелинейните елементи могат да се разделят условно на *безинерционни* и *инерционни*. Вторият вид се характеризира с това, че съпротивлението им съдържа реактивна съставка.

При разглеждане въздействието на детерминирани сигнали върху нелинейни безинерционни елементи ще допуснем, че входния сигнал е функция на времето $S_{ex} = S_{ex}(t)$ и характеристиката на нелинейния елемент свързва изходния и входния сигнал чрез 4.12.

Един от случаите, срещани често в практиката е този, при който входния сигнал е *хармонично напрежение* от вида

$$u(t) = U_m \cos \omega t , \quad (4.15)$$

като за простота е приета начална фаза $\varphi = 0$.

Нека волт-амперната характеристика се апроксимира с полином от втора степен

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 \quad (4.16)$$

След заместване на 4.15 в 4.16 се получава

$$i = a_0 + a_1 U_m \cos t + a_2 U_m^2 \cos^2 \omega t \quad (4.17)$$

Изразът 4.17 се преработва, като се вземе под внимание тригонометричната зависимост

$$\cos^2 \alpha = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2 \alpha$$

Целесъобразно е, освен това, да се извърши групиране на членовете по отношение на ωt и $2\omega t$. Тогава

$$i = a_0 + \frac{a_2 U_m^2}{2} + a_1 U_m \cos \omega t + \frac{a_2 U_m^2}{2} \cos 2 \omega t . \quad (4.18)$$

От 4.18 се вижда, че изходният ток (реакцията) съдържа една постоянна състава, втора съставка - с честотата на въздействащото напрежение и трета - с честота, два пъти по-голяма от тази на

въздействащото напрежение, т.е. появяват се съставки, които не са се съдържали във входния сигнал. Това е съпроводено с *изкривяване* на сигнала, което може да има сериозни негативни последици, т.е. невярно предаване на информация. Този вид изкривявания се наричат *нелинейни*. От друга страна, чрез допълнително филтриране, могат да се определят постоянната съставка или съставката с двойно по-голяма честота, които да послужат за определени практически цели.

По аналогичен начин може да се установи, че спектърът ще се промени, като се появят и други хармонични съставки, ако полиномът е от по-висока степен.

Друг интересен случай е когато върху нелинейния безинерционен елемент се въздейства с *бихармонично колебание*. Ако входното напрежение е от вида

$$u(t) = U_{1m} \cos \omega_1 t + U_{2m} \cos \omega_2 t \quad (4.19)$$

и ако волт-амперната характеристика се описва с полином от вида 4.16, като се има напредвид 4.19, се получава:

$$i = a_0 + a_1 U_{1m} \cos \omega_1 t + a_1 U_{2m} \cos \omega_2 t + a_2 U_{1m}^2 \cos^2 \omega_1 t + a_2 U_{2m}^2 \cos^2 \omega_2 t + 2a_2 U_{1m} U_{2m} \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t \quad (4.20)$$

За преобразуване на последното събираемо, в дясната част на 4.20, трябва да се вземе под внимание зависимостта

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos (\alpha - \beta) + \cos (\alpha + \beta)] .$$

Установява се, че токът, (реакцията) в този случай съдържа освен постоянна съставка, но и спектрални съставки със следните честоти: $\omega_1, \omega_2, 2\omega_1, 2\omega_2, \omega_1 - \omega_2, \omega_1 + \omega_2$

Последните две честоти се наричат *комбинационни*. Те също внасят нелинейни изкривявания на сигнала, но могат да се използват за *преобразуване на честотата*.

В общия случай се вижда, че изходния сигнал съдържа освен хармонични от вида $n\omega_1$ и $m\omega_2$, където n и m са цели числа, още и съставки с честоти от вида $n\omega_1 \pm m\omega_2$. Числото $p = |n| + |m|$ се нарича *порядък на комбинационните колебания*. Тези колебания могат да бъдат *сумарни* и *разликови*. Така например, комбинационното колебание $(\omega_1 - \omega_2)$ е разликово от втори порядък, а колебанието $(3\omega_1 + 2\omega_2)$ – сумарно от пети порядък.

Не е трудно да се установи, че законът по който се изменят комбинационните колебания, по *същия закон ще се променят и фазовите съотношения* на отделните съставки.

В зависимост от това, кое колебание се явява полезно в качеството на филтър се използва или паралелен колебателен LC кръг, (за високи честоти), или апериодично RC звено (за отделяне на постоянната съставляща или колебания с ниска честота).

Определянето на състава на преобразувания сигнал, съдържащ само хармонични (при монохармонично въздействие), се нарича *хармоничен анализ*, а сигналът, състоящ се от хармонични и комбинационни колебания (при полихармонично въздействие) - *спектрален анализ*. Хармоничният анализ представлява частен случай на спектралния анализ.

4.3. Основни методи за спектрален анализ на преобразуваните сигнали в нелинейна безнерционна верига.

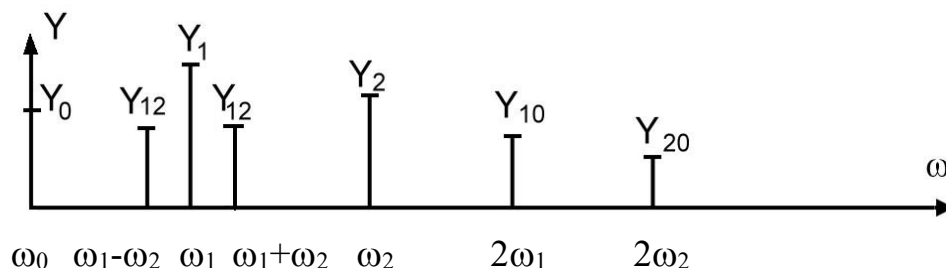
При изследването на безинерционните вериги може да не се отчита крайната дължина на реалните сигнали, тъй като преходни процеси в такива вериги не възникват. Основните методи за спектрален анализ на преобразуваните сигнали са следните:

А/ Метод за спектрален анализ основан на използване на тригонометрични формули

Формулите за кратни дъги и формулите за произведение на синуси и косинуси се използват за хармоничен и спектрален анализ при апроксимация на характеристиката на нелинейните елементи със степенен полином.

В раздел 4.2 бе разгледан пример при въздействие с монохармоничен и бихармоничен сигнал.

Получените резултати не се нуждаят от коментар. Ще допълним само, че спектрите на входния и изходния сигнал е прието да се представят с диаграми, които се наричат *спектрограми*. Спектрограмите не отразяват мащабните съотношения между амплитудите на отделните колебания, като фазите на последните при необходимост могат да се дадат с цифри. За илюстрация, за случая с бихармонично въздействие, на фиг. 4.7 е построена съответната спектрограма въз основа на получените преобразувани честоти.



фиг. 4.7

Б/ Метод за спектрален анализ, основан на използването на формулите за три и пет ординати

Формулите за трите и петте ординати се използват главно при графични изчисления, а също и при аналитични, за апроксимиращи функции неподходящи за интегриране.

Формулите за трите ординати позволяват да се намерят приблизително стойностите на постоянната съставяща I_0 и амплитудите на първите две хармонични на анализираното колебание I_2 . Този метод е сравнително точен, когато проходната динамична характеристика е много близка до парабола; тъй като в този случай третата и четвъртата хармонични са с много малки амплитуди и могат да бъдат пренебрегнати.

Нека на входа на нелинейния елемент действа косинусоидално напрежение. Характеристиката на нелинейния елемент е показана на фиг. 4.8.

В този случай токът, в общ вид, може да се запише по следния начин:

$$i = I_0 + I_1 \cos 2 \omega t + I_2 \cos 2 \omega t \quad (4.21)$$

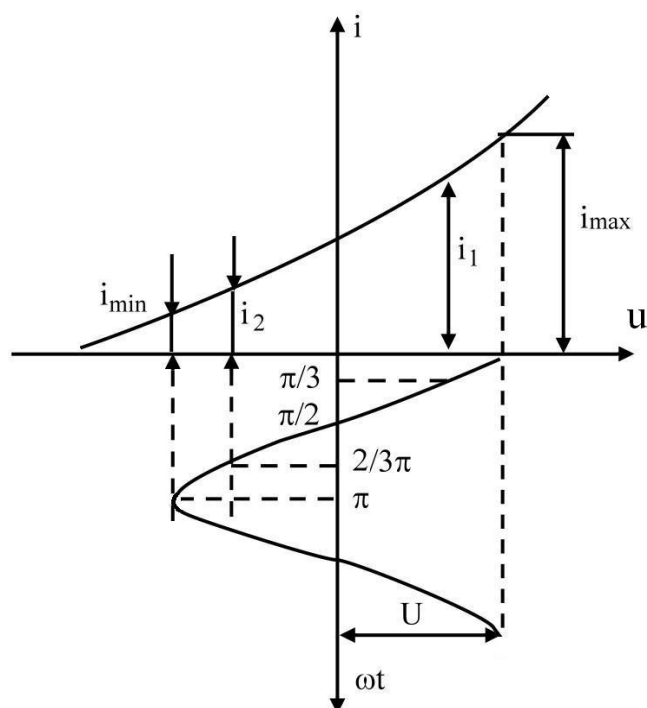
Върху графиката се фиксирът три ординати за три предварително избрани характерни точки:

$$\begin{aligned} i_{max} & \text{ при } \omega t = 0 & ; & \quad u = U \\ i_n & \text{ при } \omega t = \pi/2 & ; & \quad u = 0 \\ i_{min} & \text{ при } \omega t = \pi & ; & \quad u = -U \end{aligned}$$

Замествайки получените стойности в 4.21 се получава система от три уравнения

$$\left| \begin{aligned} i_{max} &= I_0 + I_1 + I_2 \\ i_n &= I_0 - I_2 \\ i_{min} &= I_0 - I_1 + I_2 \end{aligned} \right. \quad (4.22)$$

Решавайки тази система спрямо I_0 , I_1 и I_2 се определят големините на съответните хармонични.



фиг. 4.8

Ако възникне необходимостта за определяне на хармоничните от по-висок порядък се използват формулите за петте ординати. Последните позволяват да се намерят приблизително стойностите на постоянната съставляваща и амплитудите на първите четири хармонични. За съставянето на уравнения на петте ординати, освен указаните по-горе стойности, се намират още стойностите на токовете при $\omega t = \pi/3$ и $\omega t = 2\pi/3$ (фиг. 4.8.). Токът, в този случай, се представя по следния начин:

$$i = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + I_3 \cos 3\omega t + I_4 \cos 4\omega t \quad (4.23)$$

В съответствие с графиката на фиг. 4.8 се съставя съответната система от уравнения (аналогично на 4.22), от която се определят амплитудите на I_0 , I_1 , I_2 , I_3 и I_4 .

Както вече стана ясно, в резултат на нелинейното преобразуване на сигналите, освен полезните продукти винаги се появяват и вредни, които са причина за изкривяване на формата на изходния сигнал. Тези изкривявания се наричат *нелинейни*, като за тяхната оценка се въвежда тъй наречения *коэффициент на нелинейни изкривявания k* (клир-фактор). Той е равен на отношението на

средноквадратичната амплитуда на всички висши хармонични отнесени към амплитудата на сигнала, който се приема за полезен:

$$k = \frac{\sqrt{y_2^2 + y_3^2 + y_4^2 + \dots + y_n^2}}{y_1} \quad (4.24)$$

Важно е да се отбележи, че коефициента на нелинейни изкривявания расте с увеличаване на амплитудата на входния сигнал.

В/ Метод на ъгъла на отсечка. Този метод се използва, когато волт-амперната характеристика на активния прибор е апроксимирана с отрезки от прави линии и същият работи в режим различен от клас А. По тази причина този метод намира приложение при пресмятане на мощни усилватели, генераторни устройства и умножители на честота.

На фиг. 4.9 е дадена апроксимираната волт-амперна характеристика $i=f(u)$. Под нея е показана графиката на хармоничен входен сигнал $U \cos \omega t$ при предварително избрано преднапрежение E , т.е.

$$u = E + U \cos \omega t \quad (4.25)$$

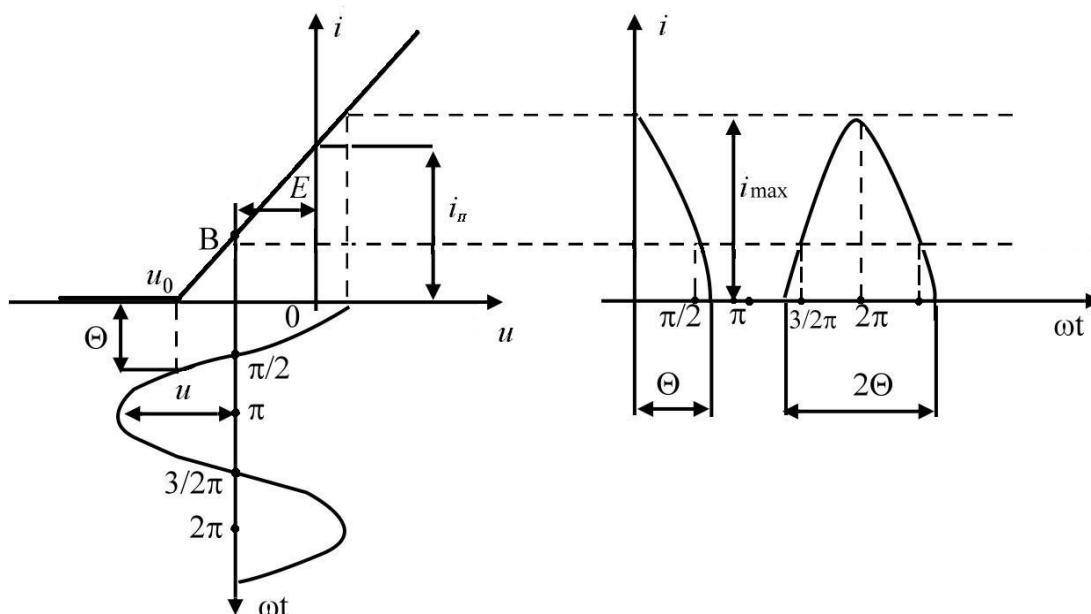
Големината на това преднапрежение определя местоположението на работната точка В върху волт-амперната характеристика. За да се получи нелинейно преобразуване на входния сигнал работната точка се избира така, че да се изпълни неравенството

$$u > |u_0 - E|, \quad (4.26)$$

където u_0 е големината на запушващото напрежение за даден прибор.

В дясно на фиг. 4.9 е показана графиката на изходния периодичен ток. Вижда се, че той протича само през част от периода на косинусоидалния входен сигнал, който съответства на ъгъл 2θ . *Половината от този ъгъл, т.е. θ , изразен в градуси или радиани се нарича ъгъл на отсечката на тока.*

От фиг.4.9 е очевидно, че големината на протичащия изходен ток зависи от ъгъл θ , т.е. от преднапрежението E , напрежението на запушване u_0 , амплтудата на изходното напрежение u и стръмността на волт-амперната характеристика на активния прибор S .



фиг. 4.9

От вида на тази характеристика графически се определя токът на покой i_n

$$i_n = S |u_0| \quad (4.27)$$

Целта на този метод е да се определи големината на амплитудата на хармоничните съдържатели се в изходния периодичен ток, в зависимост от ъгълът на отсечка θ .

От фиг. 4.9 се вижда, че ток в изходната верига протича в интервалите $0 < \omega t < \theta$ и $2\pi - \theta < \omega t < 2\pi$. За тези участъци токът е

$$i = i_n + S u \quad (4.28)$$

Замествайки 4.25 в 4.28 се получава

$$i = i_n + S E + S U \cos \omega t \quad (4.29)$$

Отчитайки, че при $\omega t = \theta$, $i = 0$, може да се изрази изменението на тока $i = f(\theta)$ имайки напредвид 4.29

$$0 = i_n + S E + S U \cos \theta \quad (4.30)$$

$$i = S U (\cos \omega t - \cos \theta) \quad (4.31)$$

От 4.30 може да се определи големината на ъгъл θ

$$\cos \theta = -\frac{S E + i_n}{S U} = -\frac{E - u_0}{U} \quad (4.32)$$

Максималната стойност на изходния ток i_{max} се получава при $\omega t = 0$, имайки напредвид общия израз за тока 4.31

$$i_{\max} = S U (1 - \cos \theta) \quad (4.33)$$

Амплитудите на хармоничните на периодичния ток и постоянната съставка I_0 се определят с помощта на 4.3. Необходимо е да се смени променливата величина t с ωt и границите с $-\theta$ и θ :

$$\begin{aligned} I_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I_{\max} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta} d\omega t = I_{\max} \alpha_0(\theta) \\ I_{1m} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I_{\max} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta} \cos \omega t d\omega t = I_{\max} \alpha_1(\theta) \\ I_{1n} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I_{\max} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta} \cos n \omega t d\omega t = I_{\max} \alpha_n(\theta), \end{aligned} \quad (4.43)$$

където

$$\begin{aligned} \alpha_0(\theta) &= \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{n(1 - \cos \theta)}; \quad \alpha_1(\theta) = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{n(1 - \cos \theta)} \\ \alpha_n(\theta) &= \frac{2(\sin n \theta \cos \theta - n \cos n \theta \sin \theta)}{\pi n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)} \end{aligned} \quad (4.35)$$

Изразите 4.35 се наричат *коэффициенти на Берг*. В същност те изразяват нормираните амплитуди на хармоничните и постоянната съставка, т.е.

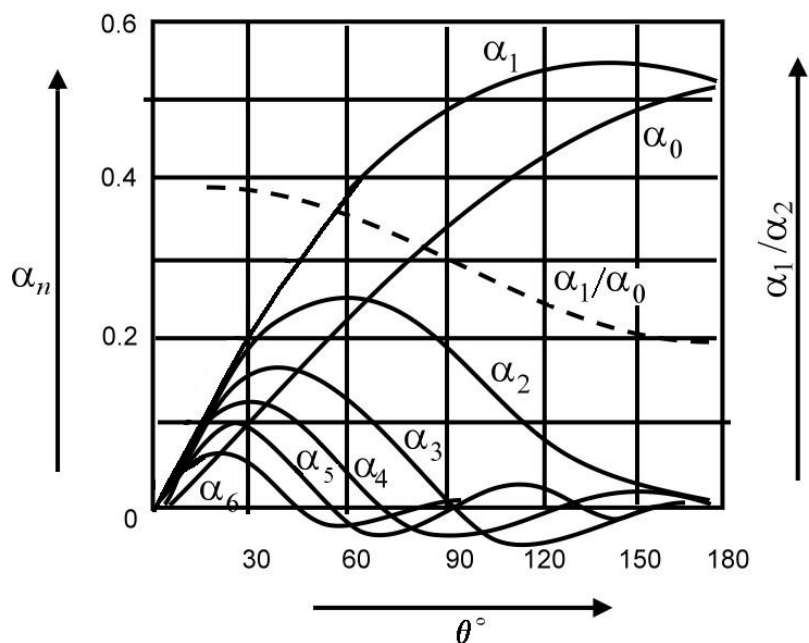
$$\alpha_0(\theta) = \frac{I_0}{I_{\max}} \quad \alpha_1(\theta) = \frac{I_{1m}}{I_{\max}} \quad \dots \quad \alpha_n(\theta) = \frac{I_{nm}}{I_{\max}}$$

По този начин амплитудата на хармоничната с номер n може да се определи със съотношението

$$I_{nm} = \alpha_n(\theta) I_{\max} \quad (4.36)$$

На фиг. 4.10 са начертани графиките на някои от тези коефициенти. Вижда се, че максималната амплитуда за дадена хармонична може да се получи, ако се подбере подходящ (оптимален) ъгъл

$$\theta_{n \text{ opt}} \approx \frac{120^\circ}{n} \quad (4.37)$$



фиг. 4.10

Точните стойности на коефициентите на Берг могат да се намерят от таблици, които често се срещат в специализираната литература.

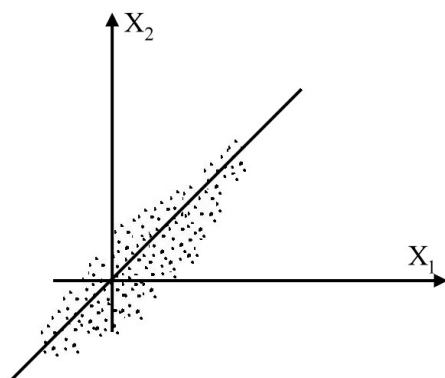
Последната зависимост е от много голямо значение особено при пресмятането на умножители на честота и усилватели на мощност.

4.4. Корелационен анализ на детерминирани сигнали.

Нека да предположим, че се провеждат серия опити, в резултат на които всеки път се наблюдава двумерна случайна величина $\{x_1, x_2\}$. Освен това, нека изходът от всеки опит да се изобразява с точка върху една декартова равнина (фиг. 4.11).

Обикновено се оказва, че средното разположение на изобразяващите точки е по дължината на някаква мислена права, т.е. при всяко отделно изпитание величините x_1 и x_2 имат преди всичко еднакъв знак. Това ни навежда на мисълта за това, че между x_1 и x_2 има статистическа връзка наречена *корелационна*. За функционалната връзка между двете променливи величини x_1 и x_2 е характерно еднозначно съответствие. Известна ли е величината x_1 може да се определи величината x_2 и обратно. Възможен е и случай на съвършено хаотично разположение на точките върху равнината.

Такива величини се наричат *некорелирани*, т.е. между тях няма вероятностна устойчива връзка.



фиг. 4.11

Наред със спектралния метод при описанието на детерминирани сигнали на практика често пъти е необходима характеристика, която да дава представа за някои свойства на сигнала, в частност за скоростта му на изменение във времето, а също така и за продължителността на сигнала без той да се разлага на хармонични съставлящи.

В качеството на временна характеристика на сигнала широко се използва понятието *корелационна функция*.

Корелационните функции имат много голямо приложение както при анализа на детерминирани сигнали, така и при анализа на случайни сигнали. Благодарение на тях може да се открие скритата зависимост при изследването на процесите, да се определи степента на влияние между различните параметри и да се решат редица практически задачи.

Нека $S(t)$ да е сумарният сигнал, съставен от два периодични сигнала $S_1(t)$ и $S_2(t)$ с период T . Освен това нека вторият сигнал да е изместен във времето с τ така, че

$$S(t) = S_1(t) + S_2(t + \tau) \quad (4.38)$$

Средната мощност за един период е

$$P = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} [S_1(t) + S_2(t + \tau)]^2 dt = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S_1^2(t) dt + \quad (4.39)$$

$$+ \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S_1(t) S_2(t + \tau) dt + \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S_2^2(t + \tau) dt = P_{S1} + 2\psi + P_{S2}$$

В горния израз P_{S1} и P_{S2} са средните мощности за всеки от сигналите, а ψ е корелационната функция, т.е.

$$\psi = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S_1(t) S_2(t + \tau) dt \quad (4.40)$$

Когато $\psi = 0$ сигналите $S_1(t)$ и $S_2(t)$ не се проявяват съгласувано във времето. Такива сигнали се наричат *некохерентни*.

Ако $\psi > 0$, $P > P_{S1} + P_{S2}$. В този случай съществува често съвпадение на моментните стойности на сигналите по знак, като средната мощност на сигнала е по-голяма от сумата на мощностите на отделните сигнали.

В случая, когато $\psi < 0$, то $P < P_{S1} + P_{S2}$, което е равносилно на взаимното намаляване мощностите на сигналите.

Експерименталното изследване на корелационните връзки между сигналите се реализира с помощта на специални устройства, които се наричат *корелометри*.

За детерминиран сигнал $S(t)$ с крайна продължителност, корелационната функция подобно на 4.40 може да бъде определена със следния израз:

$$B_s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) S^*(t + \tau) dt, \quad (4.41)$$

където τ е големината на дефазирането на сигнала във времето. Когато сигналът се явява реална функция на времето, означението на комплексно-спрегнатия сигнал може да се изпусне:

$$B_s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) S(t + \tau) dt \quad (4.42)$$

От израза 4.42 се вижда, че $B_s(\tau)$ характеризира степента на връзка (корелацията) на сигнала $S(t)$ със своето копие, дефазирано с големината τ по оста на времето. Ясно е, че функцията $B_s(\tau)$ достига своя максимум при $\tau=0$, тъй като всеки сигнал е напълно корелиран със самия себе си. При това

$$B_s(0) = \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt = E, \quad (4.43)$$

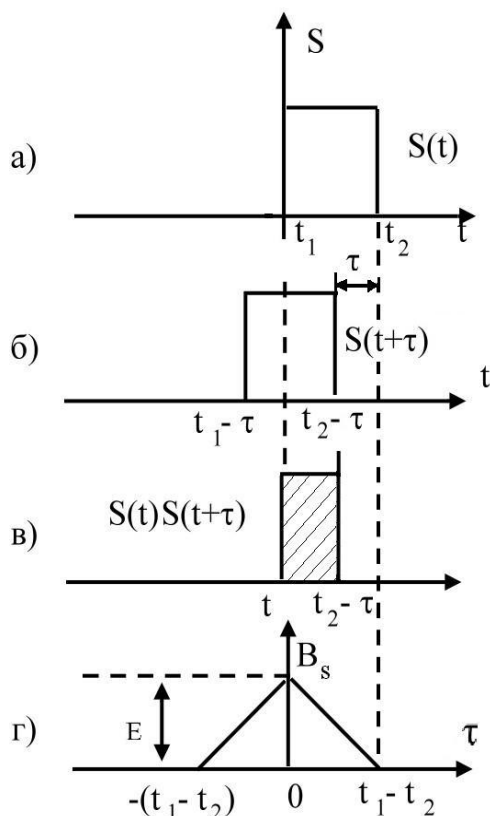
т.е. максималната стойност на корелационната функция е равна на енергията на сигнала. С увеличаването на τ функцията $B_s(\tau)$ намалява, (не винаги обаче монотонно) и при относително дефазиране на сигналите $S(t)$ и $S(t+\tau)$ с големина, превишаваща продължителността на сигнала, се обръща в нула.

На фиг. 4.12 е показано построяването на корелационна функция за прост сигнал във вид на правоъгълен импулс (фиг. 4.12 а). Дефазираният на τ (по посока на изпреварването) сигнал $S(t+\tau)$ е показан на фиг. 4.12 б. Произведението $S(t).S(t+\tau)$ е показано на фиг. 4.12 в. Графиката на функцията $B_s(\tau)$ е показана на фиг. 4.12 г. На всяка стойност на τ съответства определено произведение $S(t).S(t+\tau)$ и площ под графиката на функцията $S(t).S(t+\tau)$. Числените стойности на тези площи, за всяко τ , дават ординатите на функцията.

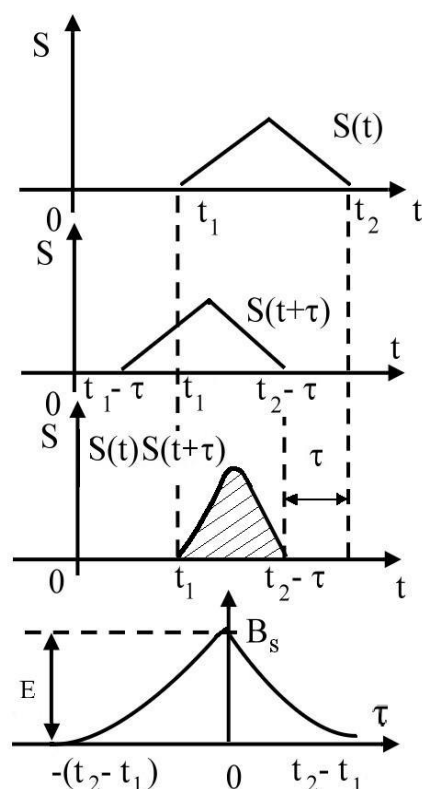
По аналогичен начин е извършено построяването на корелационната функция за триъгълен импулс, показан на фиг. 4.13. От общото определение за корелационната функция, а също и от показаните примери се вижда, че е безразлично дали наляво или надясно, спрямо своето копие, ще е дефиниран сигналът с големината на дефазирането във времето τ . Ето защо изразът 4.42 може да се обобщи по следния начин:

$$B_s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) S(t+\tau) dt = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) S(t-\tau) dt \quad (4.42)$$

Това е равносилно на твърдението, че $B_s(\tau)$ се явява *четна функция* на τ .



фиг. 4.12



фиг. 4.13

Често пъти в литературата функцията $B_S(\tau)$ се нарича *автокорелационна функция*, тъй като чрез нея е възможно да се съди за степента на връзка (корелация) между сигнала с неговото дефазирено във времето копие.

За един периодичен сигнал, енергията на който е безкрайно голяма, определението за корелационна функция с помощта на изразите 4.42 и 4.44 не е коректно. В този случай трябва да се изхожда от следните определения:

$$\begin{aligned}
 B_{S \text{ пер}}(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) S(t + \tau) dt = \\
 &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t) S(t - \tau) dt
 \end{aligned}
 \tag{4.45}$$

При такова определение корелационната функция придобива размерността на мощност като $B_{S \text{ пер}}(0)$ е равна на средната мощност на периодичния сигнал. Като се има напредвид периодичността на

сигнала $S(t)$, който е усреднен чрез произведението $S(t).S(t+\tau)$, или чрез $S(t).S(t-\tau)$ проведено върху безкрайно голям отрязък от времето t , той трябва да съвпада с усреднението за един период T_1 . Ето защо изразът 4.45 може да се замени със следния израз:

$$B_{S_{\text{пер}}}(\tau) = \frac{1}{T_1} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} S(t) S(t+\tau) dt = \frac{1}{T_1} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} S(t) S(t-\tau) dt \quad (4.46)$$

Влизащите в горния израз интеграли не са нищо друго, а корелационната функция на сигнала в интервала T_1 . Обозначавайки я чрез $B_{ST1}(\tau)$ се стига до съотношението

$$B_{S_{\text{пер}}}(\tau) = B_{ST1}(\tau) / T_1 \quad (4.47)$$

От 4.47 следва твърдението, че на периодичен сигнал съответства и периодична корелационна функция $B_{S_{\text{пер}}}(\tau)$, като периодът на функцията $B_{S_{\text{пер}}}(\tau)$ съвпада с периода T на изходния сигнал $S(t)$. Така например, за прост хармоничен сигнал $S(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0)$, корелационната функция е:

$$B_{S_{\text{пер}}}(\tau) = \frac{A_0^2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \cos(\omega_0 t + \theta_0) \cos[\omega_0 (t + \tau) + \theta_0] dt = \frac{1}{2} A_0^2 \cos \omega_0 \tau$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_1} \quad (4.48)$$

При $\tau = 0$, $B_{S_{\text{пер}}} (0) = \frac{1}{2} A_0^2$, което представлява средната мощност на хармонично колебание с амплитуда A_0 . Важно е да се отбележи, че корелационната функция $B_{S_{\text{пер}}}(\tau)$ не зависи от началната фаза на колебанията.

За оценка на степента на връзка между два различни сигнала $S_1(t)$ и $S_2(t)$ се използва *взаимно-корелационната функция*, определена с общия израз:

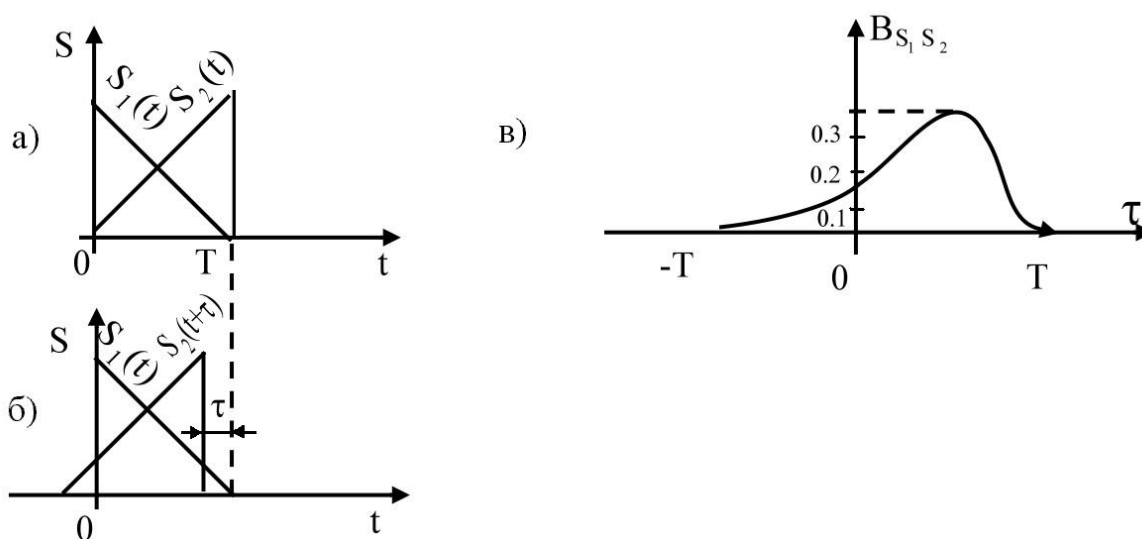
$$B_{S_1 S_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_1(t) S_2^*(t + \tau) dt \quad (4.49)$$

Когато функциите $S_1(t)$ и $S_2(t)$ са реални:

$$B_{S_1 S_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_1(t) S_2(t + \tau) dt \quad (4.50)$$

Разгледаната по-горе корелационна функция $B_S(\tau)$ се явява частен случай на функцията $B_{S_1 S_2}(\tau)$, когато $S_1(t) = S_2(t)$.

Построяването на взаимно-корелационната функция на два сигнала $S_1(t)$ и $S_2(t)$ е показано на фиг. 4.14. Изходното положение на сигналите $\tau=0$ е показано на фиг. 4.14 а. При дефазиране на сигнала $S_2(t)$ наляво ($\tau > 0$, фиг. 4.14 б), корелационната функция отначало нараства, след което намалява до нула при $\tau=T$. При дефазиране надясно $\tau < 0$ корелационната функция веднага намалява. В резултат на това тя се получава асиметрична спрямо ординатната ос на функцията B_{S_1, S_2} (фиг. 4.14 в).



фиг. 4.14

Очевидно е, че стойността на B_{S_1, S_2} не се изменя, ако вместо изпреварването на сигнала $S_2(t)$ се даде задръжка на сигнала $S_1(t)$. Ето защо 4.50 може да се обобщи по следния начин:

$$B_{S_1, S_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_1(t) S_2(t + \tau) dt = \int_{-\infty}^{\infty} S_1(t - \tau) S_2(t) dt \quad (4.51)$$

Трябва обаче да се различават изразите 4.44 и 4.51.

За разлика от $B_S(\tau)$ взаимно-корелационната функция не е задължително да се явява четна спрямо τ . Освен това, взаимно-корелационната функция не е задължително да достига максимум при $\tau = 0$. Тези две свойства на функцията $B_{S_1 S_2}(\tau)$ са илюстрирани на фиг. 4.14.

ПЕТА ГЛАВА

МОДУЛАЦИЯ И ДЕМОДУЛАЦИЯ НА СИГНАЛИ

5.1. Общи сведения за модулирани сигнали.

Сигналите постъпващи от източника на съобщения (микрофон, телевизионна камера, датчик на телеметрична система и др.) не могат непосредствено да се предават по даден канал за връзка. Проблемът се състои в това, че тези сигнали не винаги са с достатъчно голяма амплитуда, а освен това те обикновено са с ниска честота. За да се извърши ефективно предаване на сигналите, в каквато и да е среда, с помощта на радиовълни е необходимо да се пренесе спектъра на тези сигнали от нискочестотната област в диапазона на достатъчно високите честоти. Тази процедура в електрониката и комуникациите се нарича *модулация*.

В резултат на модулацията се получава сигнал, който се нарича *модулиран* или *радиосигнал*. Второто наименование се е наложило от обстоятелството, че модулацията е задължителен процес при осъществяването на дадена радиовръзка, но то не може да се приеме като обобщаващо при съвременното състояние на техниката.

Най-широко разпространена модулация е използването на високочестотно колебание като носител сигнал

$$a_0(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (5.1)$$

където A_0 е амплитудата му, ω_0 - е честотата, а φ_0 - неговата начална фаза.

В зависимост от това, кой от параметрите се променя под влияние на модулиращия (управляващия) сигнал, се различават *амплитудна, честотна и фазова модулация*. Като се вземе под внимание, че $\omega_0 t + \varphi_0 = \psi(t)$ е пълният фазов ъгъл и че при промяна на ω_0 се изменя и φ_0 , двете последни модулации са известни под общото наименование *ъглова модулация*.

Трябва да се има в предвид, че *моментната ъглова честота* на 5.1 е

$$\omega(t) = 2\pi f(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta \psi}{\Delta t} = \frac{d\psi(t)}{dt} \quad (5.2)$$

По такъв начин *ъгловата честота на колебанието* от 5.1 се явява *производната на пълният фазов ъгъл*.

В частния случай, ако пълната фаза се изменя пропорционално на времето

$$\psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0$$

то в съответствие с 5.2 се получава

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} (\omega_0 t + \varphi_0) = \omega_0 \quad (5.3)$$

Въпреки широкото разпространение на класическите видове модулация, все по-голямо приложение в съвременната техника намират методите за модулиране на импулсни сигнали. Те могат да се разгледат като първична модулация за преминаване от непрекъснат в дискретен сигнал. След това модулираните импулси действат като модулиращ сигнал на високо честотните трептения. Реализира се *вторична модулация*.

Когато модулиращия сигнал представлява импулс, процесът на вторична модулация се нарича *манипулация* - съответно амплитудна, честотна и фазова.

Най-широко разпространение от импулсните модуляции е получила импулсно-кодова (ИКМ). Следват делта модулацията, честотно-импулсната (ЧИМ), фазова-импулсната (ФИМ), амплитудно-импулсната (АИМ), широчинно-импулсната (ШИМ). Наименованията показват точно, на кой от параметрите на сигнала се въздейства.

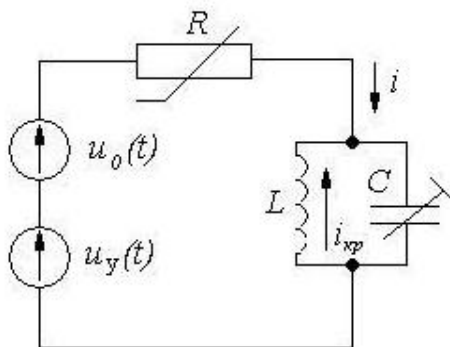
Микровълновите (СВЧ) комуникации и тези за обмен на данни, разширяват приложението на методите за модулация с предаване на *цифрово кодирани нива и фази*. Използва се нака наречената векторна модулация, която включва две ортогонални квадратурни (Q) компоненти. Използват се и два вида модуляции – амплитудна – QAM и цифрово фазова модулация – PSK. При последната модулация се цели увеличаване на броя на предадени битове за един период на сигнала от работната лента.

5.2. Амплитудно модулирани сигнали.

Амплитудната модулация се отличава със значително разнообразие и определена простота. Независимо от някои недостатъци, тя е доста разпространена, защото спектърът на

сигнала е тесен и ограничен. Устойчивостта на амплитудната модулация срещу смущения и ниските енергийни показатели са основния и недостатък.

На фиг. 5.1 е показана опростената схема за получаване на амплитудно-модулирани трептения. От нея се вижда, че върху *нелинейния елемент* R се прилагат едновременно две напрежения $u_0(t)$ наречено *носещо* с честота ω_0 и *управляващо* (модулиращо) $u_y(t)$ с честота Ω . При това $\omega_0 \gg \Omega$.



фиг. 5.1

Носещите трептения и управляващия сигнал се описват с функциите

$$\begin{aligned} u_0(t) &= U_0 \cos \omega_0 t \\ u_y(t) &= U_y \cos \Omega t \end{aligned} \quad (5.4)$$

Нелинейният елемент и неговата волт-амперна характеристика може да се апроксимира с полином от втора степен:

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 \quad (5.5)$$

На нелинейния елемент се въздейства със сума от напреженията $u_0(t)$ и $u_y(t)$ т.е.

$$u = u_0 + u_y = U_0 \cos \omega_0 t + U_y \cos \Omega t \quad (5.6)$$

Токът през нелинейния елемент се получава, като се замести стойността на u от 5.6 в израза за тока 5.5. Получава се

$$\begin{aligned} i &= a_0 + a_1 U_0 \cos \omega_0 t + a_1 U_y \cos \Omega t + a_2 U_0^2 \cos^2 \omega_0 t + \\ &+ 2a_2 U_y \cos \omega_0 t \cos \Omega t + a_2 U_y^2 \cos^2 \Omega t \end{aligned} \quad (5.7)$$

Трептящият кръг е настроен на честота ω_0 и по тази причина върху него ще създадат съществен спад на напрежение само втората и петата съставка от 5.7, защото за честотите, които се различават съществено от ω_0 , той ще бъде с пренебрежимо малко съпротивление. Последното се отнася и за постоянната съставка. Трябва да се отбележи, че произведението $\cos \omega_0 t \cdot \cos \Omega t$ в петата съставка, след преобразуване дава две събираеми от вида $\cos(\omega_0 - \Omega)t$ и $\cos(\omega_0 + \Omega)t$. Токът в кръга ще бъде

$$\begin{aligned} i_{кр.} &= a_1 U_0 \cos \omega_0 t + 2a_2 U_0 U_y \cos \omega_0 t \cos \Omega t = \\ &= a_1 U_0 \left(1 + \frac{2a_2}{a_1} U_y \cos \Omega t \right) \cos \omega_0 t \end{aligned} \quad (5.8)$$

Ако се положат

$$a_1 U_0 = I_0 \qquad \frac{2a_2}{a_1} U_y = m \quad (5.9)$$

получава се израз за тока на амплитудно-модулираното трептение

$$i_{кр.} = i_{AM}(t) = I_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t \quad (5.10)$$

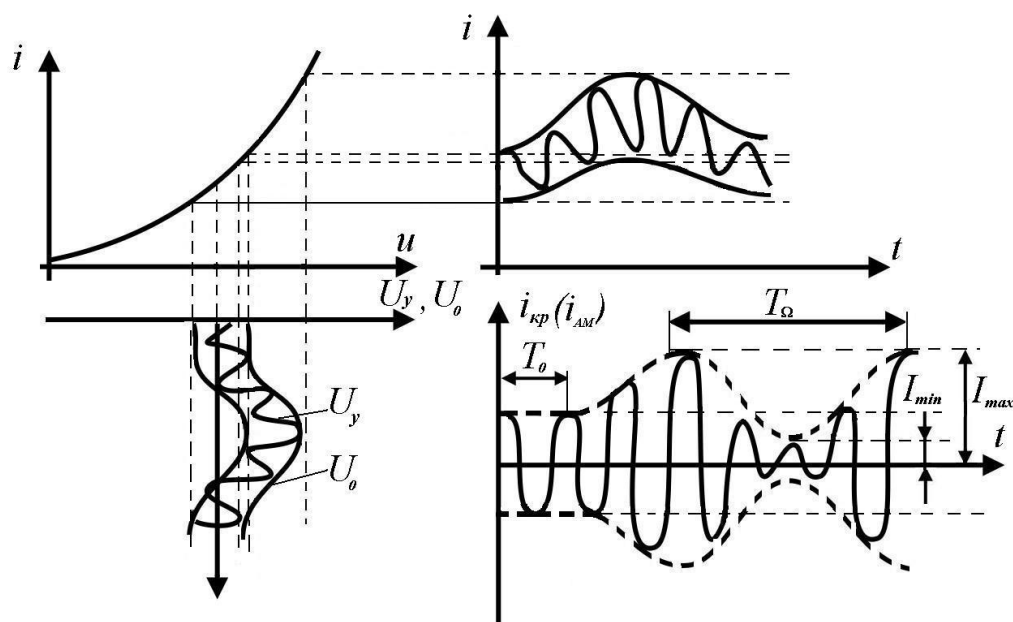
В 5.10 m се нарича *коэффициент на амплитудната модулация*.

Горепосочения начин за получаване на амплитудно модулирани трептения е илюстриран графически на фиг. 5.2. От същата фигура може да се определи коефициента на амплитудна модулация m .

$$m = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}} \quad (5.11)$$

В практическите случаи коефициентът на модулация има стойности, по-малки от единица, за да се избегнат изкривяванията на сигнала. В реалните случаи на предаване на говор, музика и сигнали за управление, m не превишава стойностите 0,1-0,3.

Когато $m > 1$ се казва, че “сигналът е премодулиран”.



фиг. 5.2

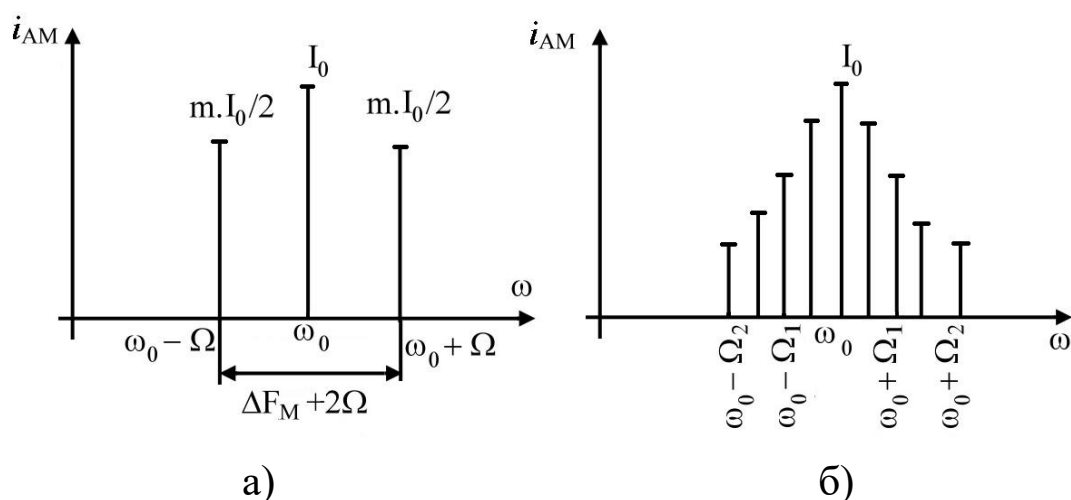
Ако изразът в 5.10 се развие се установява, че амплитудно модулираното трептение съдържа съставки с три честоти:

$$i_{AM}(t) = I_0 \cos \omega_0 t + \frac{m I_0}{2} \cos (\omega_0 - \Omega) t + \frac{m I_0}{2} \cos (\omega_0 + \Omega) t \quad (5.12)$$

Второто и третото събираемо се наричат съответно *долно и горно странично трептение*. На фиг. 5.3 а), е показана спектралната диаграма на $i_{AM}(t)$. От нея може да се определи широчината на спектъра. Тя е

$$\Delta F_{AM} = 2 \Omega \quad (5.13)$$

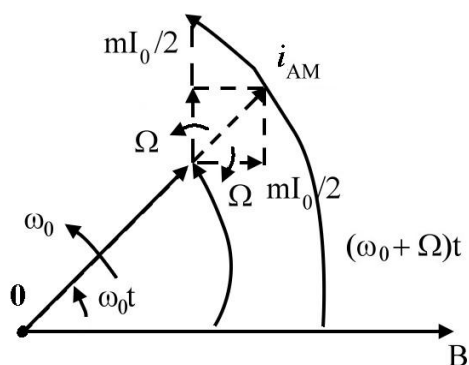
Спектралната диаграма има вида, показан на фиг. 5.3 б), когато управляващия сигнал е съставен от множество трептения с честоти от Ω_1 до Ω_2 , като $\Omega_2 \gg \Omega_1$. Широчината на спектъра очевидно се определя чрез горната гранична честота $\Delta F_{AM} = 2 \Omega_2$. В радиоразпръскването за дълги и средни вълни е приета горна гранична честота 4 500 Hz. Следователно, за нормалната работа на една радиостанция е необходима честотна лента с широчина 9 kHz.



фиг.5.3

Съвкупността от честоти заключени между $\omega_0 - \Omega_2$ и $\omega_0 - \Omega_1$ се нарича *долна странична лента*, а между $\omega_0 + \Omega_1$ и $\omega_0 + \Omega_2$ – *горна странична лента*.

Сигналът с амплитудна модулация може да се онагледява със съответната векторна диаграма. За построяването и се изхожда от израза 5.12. Всяка от величините пред косинусите изразява големината на съответния вектор, а ъгълът - разположението му спрямо оста ОВ избрана за начало на отчитане-фиг. 5.4.



фиг. 5.4

В резултат на сумирането на трите вектора се получава векторът i_{AM} . Неговата големина зависи от времето на управляващия сигнал.

Анализът на мощностите при амплитудна модулация има не само технико-икономическо значение, а получените зависимости са полезни за изчисляването на радиопредавателите, т.е. на

генераторите, усилвателите, модулаторите, токозахранващите устройства и други възли.

Един от начините за определяне на мощността на модулирания сигнал е чрез усредняване за един период на носещо трептение като се използва периода T_0 (фиг. 5.2). Средната мощност P_{cp} е

$$P_{CP T_0} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} i_{AM}^2(t) dt \quad (5.14)$$

Тъй като $T_\Omega \gg T_0$ и измененията на управляващия сигнал за време T_0 са пренебрежимо малки, може да се приеме, че в 5.10 частта $I_0 (1 + m \cos \Omega t) \approx c t$ може да се изнесе пред интеграла в 5.14. Тогава остава да се интегрира само функцията $\cos^2 \omega_0 t$ в резултат на което се получава

$$P_{CP T_0} = \frac{I_0^2}{2} (1 + m \cos \Omega t)^2 \quad (5.15)$$

Ще припомним, че това е средната активна мощност на сигнала, която се отделя в резистор със стойност 1Ω (виж ф-ла 4.7).

От анализа на 5.15 се получават три характерни случая:

1/ При липса на управляващ сигнал ($m=0$)

$$P_{CP T_0} = P_0 = \frac{I_0^2}{2} \quad (5.16)$$

В практиката този случай се нарича “режим на носеща честота” или “режим на мълчание”.

2/ При максимална стойност на управляващия сигнал се получава максималната средна мощност на $i_{AM}(t)$ тъй като

$$m=1 \quad \cos \Omega t = 1 \quad (5.17)$$

Като се вземат под внимание тези стойности, от 5.15 се получава

$$P_{CP T_0 \max} = 4 \frac{I_0^2}{2} = 4 P_0 \quad (5.18)$$

3/ При минимална стойност на управляващия сигнал

$$m=1 \quad \cos \Omega t = -1 \quad (5.19)$$

От 5.15 се получава минималната средна мощност на и тя е нула, т.е.

$$P_{CP T_0 \min} = 0 \quad (5.20)$$

От случай 2 и 3 се налага извода, че средната мощност се изменя от 0 до $4 P_0$, което трябва да се има напредвид при оразмеряването на модулаторните стъпала.

4/ *Средна мощност на $i_{AM}(t)$ за един период на управляващия сигнал T_Ω* За целта трябва да се усредни в рамките на T средната мощност $P_{CP T_0}$ или

$$P_{CP T_\Omega} = \frac{1}{T_\Omega} \int_0^{T_\Omega} P_{CP T_0} dt \quad (5.21)$$

Като се замести 5.15 в 5.21 се получава

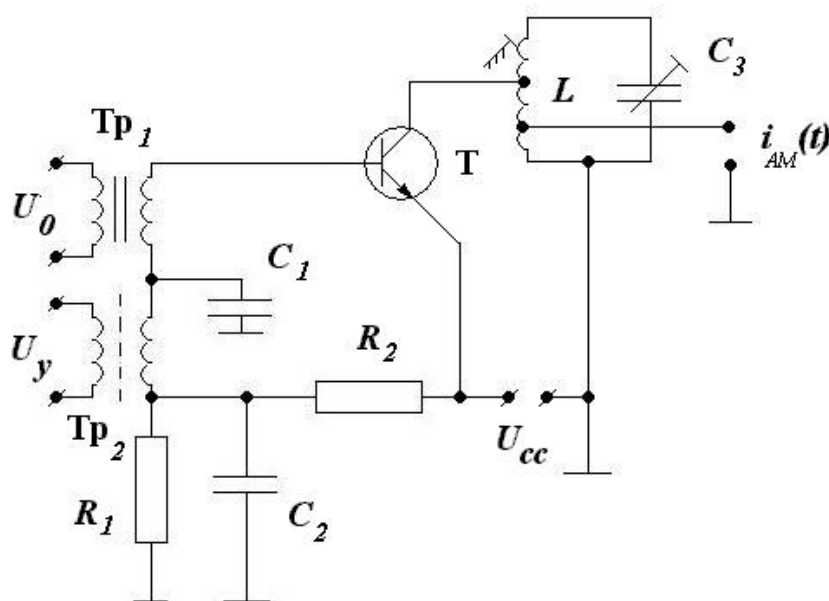
$$P_{CP T_\Omega} = \frac{1}{T_\Omega} \int_0^{T_\Omega} P_0 (1 + m \cos \Omega t)^2 dt = P_0 \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad (5.22)$$

Максималната стойност на $P_{CP T_\Omega}$ е при $m=1$

$$P_{CP T_\Omega \max} = 1,5 P_0 \quad (5.23)$$

От 5.23 не е трудно са се направи изводът, че при детектиране практически се използва само 1/6 от излъчваната мощност, което снижава твърде много к.п.д. на амплитудно модулираните сигнали с две странични честотни ленти.

На фиг. 5.5 е показана една сравнително проста практическа хема за получаване на амплитудно модулирани трептения. Носещото трептение и управляващия сигнал се подават във веригата на базата на транзистора Т. В колекторната верига е включен трептящ кръг.



фиг. 5.5

Модулацията се получава благодарение на това, че управляващия сигнал изменя напрежението база-емитер. С това се премества работната точка в участъци с различна стръмност от *проходната характеристика* на транзистора $i_{cc}=f(u_B)$. По тази причина изходния ток се изменя в зависимост от управляващия сигнал (виж. фиг. 5.2). Трептящия кръг настроен на честота ω_0 ще отдели само трите съставки, които представляват полезен продукт на амплитудно модулираното трептене.

5.3. Сигнали с ъглова модулация.

Ъгловата модулация се характеризира с изменение на пълния фазов ъгъл на носещото трептене в зависимост от управляващия сигнал. В раздел 5.1 бе показано, че измененията на $\omega(t)$ и $\psi(t)$ са взаимно свързани. От това следва, че честотната и фазовата модулация не могат да се реализират напълно самостоятелно.

От методична гледна точка е оправдано тяхното съвместно разглеждане. Разделянето им има условен характер. По голяма прегледност се получава, когато се конкретизира формата на управляващия сигнал i_Ω , например:

$$i_\Omega = I_\Omega \cos(\Omega t + \Phi) \quad (5.24)$$

Изразите се опростяват ако се приема, че $\Phi=0$.

Фазово модулиран (ФМ) сигнал се нарича сигналът

$$i(t) = I_m \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] \quad (5.25)$$

при който изменението на фазата (по отношение на $\cos \omega_0 t$) се изменя от някаква начална стойност φ_0 , пропорционално на модулиращия сигнал i_Ω :

$$\varphi(t) = \varphi_0 + k i_\Omega \quad (5.26)$$

Замествайки 5.26 в 5.25 се получава

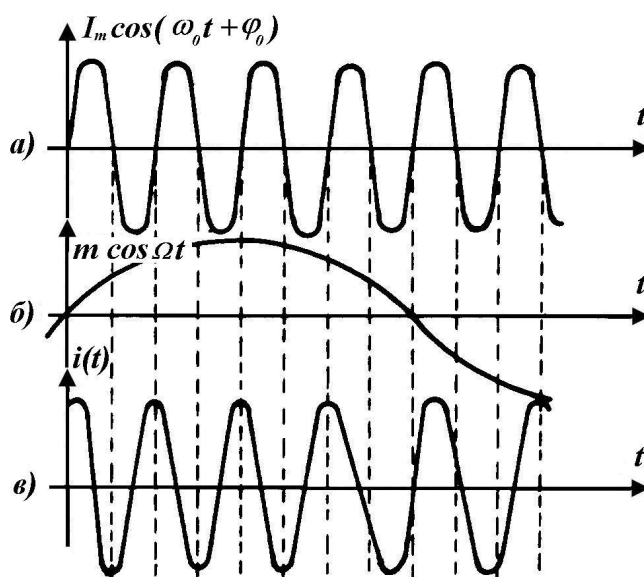
$$\begin{aligned} i(t) &= I_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + k i_\Omega) = \\ &= I_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + m_\varphi \cos \Omega t) \end{aligned} \quad (5.27)$$

$$\text{Величината} \quad m_\varphi = k I_\Omega \quad (5.28)$$

се нарича *индекс на фазовата модулация*. Тъй като максималната стойност на $\cos \Omega t$ е равна на 1, то m числено е равна на

максималното отклонение на началната фаза на сигнала от средната стойност на φ_0 .

На фиг. 5.6 а) е показано немодулирания (носещ) сигнал; на фиг. 5.6 б) - н.ч. модулиращ сигнал, а на фиг. 5.6 в) - графиката на ФМ сигнал от вида 5.27. Вижда се, че в процеса на модулация се изменя *периода* на модулираните колебания, а следователно и тяхната *честота*.



фиг.5.6

Нека сега в съответствие с модулиращия сигнал i_Ω се изменя честотата му спрямо някаква средна стойност, така, че

$$\omega(t) = \omega_0 + \omega_1(t), \quad (5.29)$$

където $\omega_1(t) = k i_\Omega$.

Сигналът с променлива честота, на базата на 5.24 и 5.25 може да се запише по следния начин

$$i(t) = I_m \cos \int \omega(t) dt \quad (5.30)$$

тъй като $\psi(t) = \int \omega(t) dt$

Тогава като се има в предвид 5.29 и 5.30 се получава

$$\begin{aligned} i(t) &= I_m \cos \int (\omega_0 + k I_\Omega \cos \Omega t) dt = I_m \cos \left(\omega_0 t + \varphi_0 + \frac{k I_\Omega}{\Omega} \sin \Omega t \right) = \\ &= I_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + m_f \sin \Omega t) \end{aligned} \quad (5.31)$$

$$\text{В горният израз} \quad m_f = \frac{k I_\Omega}{\Omega} \quad (5.32)$$

се нарича *индекс на честотната модулация*.

Индекса на честотно модулираните сигнали е число, което се изменя от 0 до няколко десетки единици. Практически $3 \leq m_f \leq 10$.

Сравнявайки 5.27 и 5.31 се вижда дуалността между честотната и фазова модулация. При честотната модулация индекса m е *право пропорционален* на амплитудата на модулиращия сигнал и *обратно пропорционален* на неговата честота. При *фазовата* модулация m не зависи от честотата, а *само от амплитудата* (виж ф-ла 5.28).

Величината

$$\Delta\omega = k I_{\Omega} \quad (5.33)$$

представлява най-голямото отклонение на честотата от средната стойност ω_0 и се нарича *девиация, отклонение или амплитуда на модулацията*.

По такъв начин

$$m_f = \Delta\omega / \Omega \quad (5.34)$$

Скоростта на изменение на пълния фазов ъгъл е равен на моментната стойност на честотата, т.е.

$$\omega(t) = \frac{d\psi(t)}{dt} \quad (5.35)$$

Пълният фазов ъгъл от 5.27 е

$$\psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + k i_{\Omega} \quad (5.36)$$

Тогава

$$\omega(t) = \frac{d}{dt}(\omega_0 t + \varphi_0 + k i_{\Omega}) = \omega_0 - m_{\varphi} \Omega \sin \Omega t \quad (5.37)$$

Тъй като най-голямата стойност на $\sin \Omega t = 1$, то

$$\Delta \omega_{\max} = m_{\varphi} \Omega = k I_{\Omega} \Omega \quad (5.38)$$

се явява максималното отклонение на фазово модулирания сигнал от средната стойност, т.е. девиацията на честотата.

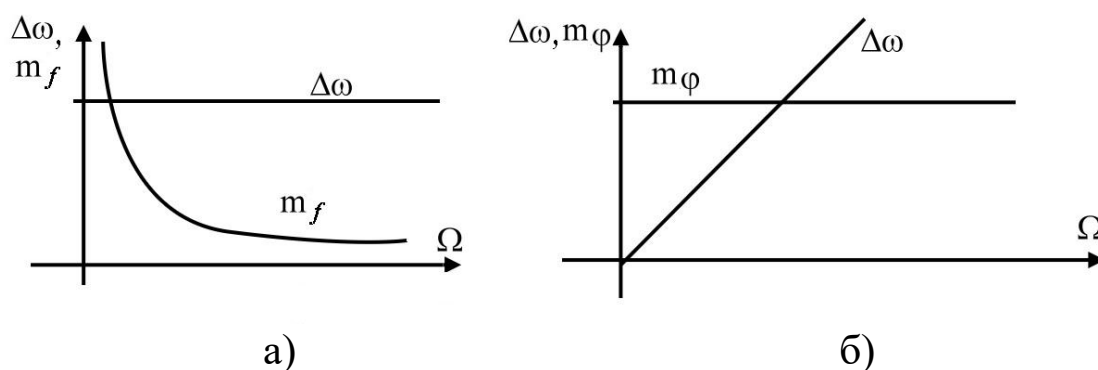
По такъв начин при фазовата модулация *девиацията на честотата е пропорционална на m* (или на амплитудата на модулиращия сигнал) и *честотата*. При честотната модулация девиацията на честотата *не зависи* от Ω .

В таблица 5.1 са съпоставени някои свойства на ЧМ и ФМ при наличието на хармоничен модулиращ сигнал

табл. 5.1

	Фазова модулация	Честотна модулация
Модулационен закон	$I_{\Omega} \cos \Omega t$	
Аналитичен израз	$Im \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + m_{\varphi} \cos \Omega t)$	$Im \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + m_f \sin \Omega t)$
Фазово отклонение	$m_{\varphi} \cos \Omega t$	$m_{\varphi} \sin \Omega t$
Индекс на модулацията	$k I_{\Omega}$	$k I_{\Omega} / \Omega$
Честотно отклонение	$\Delta \omega_{max} \sin \Omega t$	$\Delta \omega_{max} \cos \Omega t$
Девияция на честотата	$k I_{\Omega} \cdot \Omega$	$k I_{\Omega}$

На фиг. 5.7 са показани измененията на индекса на модулация и девиацията на честотата във функция от честотата на модулиращия сигнал при ЧМ - фиг.5.7 а) и при ФМ - фиг. 5.7 б).



фиг. 5.7

Ако в изразът за ЧМ ток 5.31 се извърши полагането $m_f \sin \Omega t = \alpha$ и $\omega_0 t + \varphi_0 = \beta$, отчитайки, че

$$\cos(\alpha + \beta) = \cos \alpha \cos \beta - \sin \alpha \sin \beta$$

се получава

$$i(t) = I_0 \left[\cos(m \sin \Omega t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \sin(m_f \sin \Omega t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \right]. \quad (5.39)$$

В курса по математика се изучава, че изразите от вида $\cos(m_f \sin \Omega t)$ и $\sin(m_f \sin \Omega t)$ могат да се разложат с помощта на функциите на Бесел от първи род, n -ти ред, с аргумент в случая m_f .

След извършването на обикновени алгебрични преобразувания се вижда, че събираемите в 5.39 представляват *безкраен ред*.

Практически е установено, че при $n > m_f + 1$, коефициентите пред функциите на реда на Бесел имат пренебрежимо малки стойности, (около 0,01). Благодарение на това съставките с номер по-голям от $m_f + 1$ могат да се пренебрегнат. Тогава широчината на спектъра на ЧМ ток е

$$F_{\text{ЧМ}} \approx 2 \Omega (m_f + 1) \quad (5.40)$$

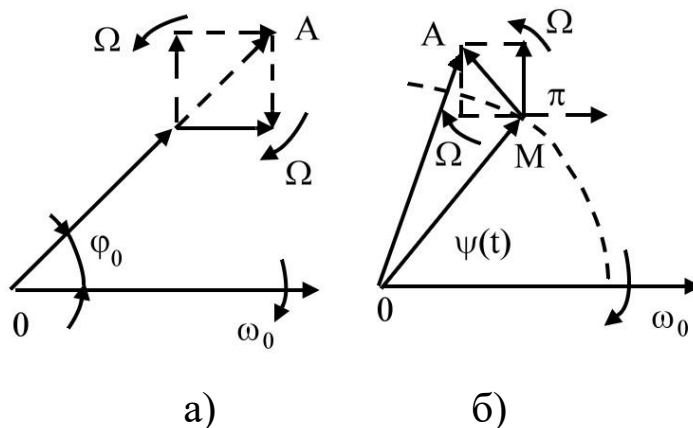
Абсолютно същият резултат се получава и в случай на ФМ сигнали.

От 5.40 е очевидно, че широчината на честотния спектър практически е *много по-голяма* от тази на амплитудно модулирания сигнал.

Ако се разгледа частния случай, когато $m_f \leq 1$ изразът 5.39 може да се опрости, тъй като за много малки ъгли $\cos(m_f \sin \Omega t) \approx 1$ и $\sin(m_f \sin \Omega t) \approx m_f \sin \Omega t$. Тогава той ще приеме вида:

$$i(t) = I_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \frac{m_f I_0}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0] + \quad (5.41) \\ + \frac{m_f I_0}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0]$$

Изразът 5.41 се отличава от израза за амплитудно модулиран сигнал, само по знака “минус” на долното странично колебание (виж ф-ла 5.12). Точно този “минус” (т.е. добавянето на ъгъл π) води до превръщането на АМ в ЧМ (или ФМ).



фиг. 5.8

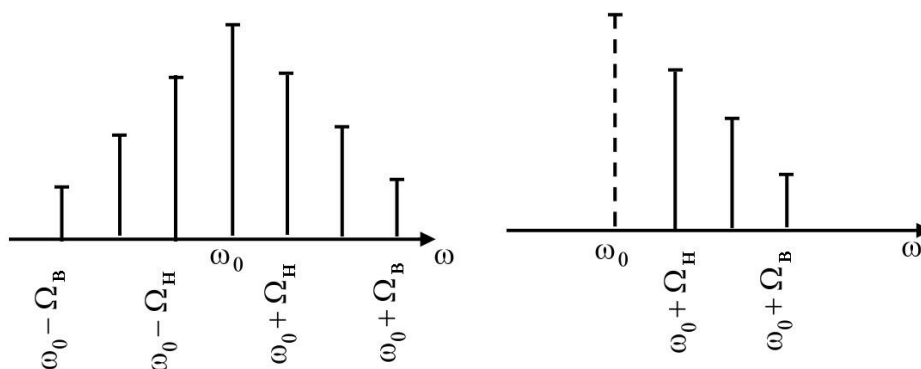
На векторната диаграма от фиг. 5.8 а), е показано, как изменението на фазата на долното странично колебание с ъгъл π води до това, че резултатния вектор ОА има променлива начална фаза. Тъй като върху вектора на носещото трептение ОМ се плъзга по една мислена окръжност (прекъсваната линия) - фиг. 5.8 б), не е трудно да се забележи, че при своето колебание на модулирания вектор ОА спрямо ОМ ще се променя не само неговото местоположение, но и неговата дължина. За случая от фиг. 5.8 б) това е частта от вектора ОА над мислената окръжност. При промяна на дължината на модулирания вектор се казва, че имаме *паразитна амплитудна модулация*, която е основен недостатък на ЧМ и ФМ сигнали.

Основно преимущество на ЧМ и ФМ сигнали е тяхната висока шумоустойчивост, която се проявява при $m_f \gg 1$. Независимо от съществуването на американски патент за честотна модулация с по тясна лента от тази на АМ в радиоразпръскването ЧМ сигнали се използват само в областта на УКВ.

Тъй като от изразите за ЧМ и ФМ сигнали 5.27 и 5.31 се вижда, че техните амплитуди *не зависят* от големината на модулирания сигнал, то съответните радиопредаватели работят с постоянна мощност. Следователно мощността в режим на мълчание е равна на мощността на честотно (фазово) модулирания сигнал.

5.4. Еднолентова модулация (SSB модулация).

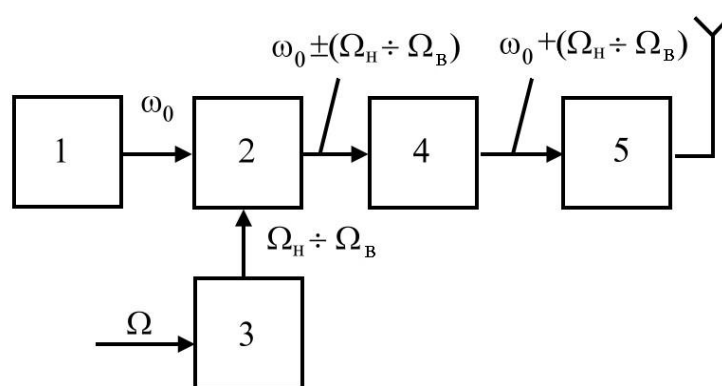
Принципът на действие на еднолентовата модулация (SSB) се заключава в това, че в предавателя от целия честотен спектър получен при амплитудната модулация се отделя едната странична честотна лента, която се излъчва от предаващата антена.



фиг. 5.9

На фиг. 5.9 са показани честотните спектри на обикновената амплитудна модулация и еднолентова модулация при използването на горната честотна лента. Означенията Ω_H и Ω_B са съответно ниската и високата честота на модулиращия сигнал. Вижда се, че и при еднолентовата модулация се получава същата широчина на честотния спектър - $2 \Omega_B$.

Еднолентовата модулация може да се осъществи съгласно блоковата схема показана на фиг. 5.10, където с 1 е означен ВЧ генератор, 2 - специален балансен модулатор, 3 - обикновен модулатор, 4 - филтър за една от страничните ленти и 5 - усилвател на модулираните колебания.



фиг. 5.10

Схемата на балансният модулатор е съставена така, че на неговия изход се получават колебанията примерно на горната странична лента, а носещата честота напълно (или частично) се подтиска.

За приемане на такива колебания и възпроизвеждане на модулираните честоти е необходимо наличието на носеща честота ω_0 , която *трябва да се възстанови* в приемника с помощта на специален хетеродин (местен генератор). Ако не се възстанови носещото трептене *не може да се получи детектиране на сигнала*.

Честотата ω_x на хетеродина в приемника трябва *точно* да съответства на носещата честота ω_0 , в противен случай се появяват силни изкривявания и приемането на модулирани сигнали е невъзможно.

Разликата в честотите ω_x и ω_0 не трябва да бъде по-голяма от $(20-50) \text{ Hz}$. Това изисква твърде висока стабилност на носещата

честота на предавателя и хетеродина в приемника: не повече от 10^{-6} - 10^{-7} в диапазона на късите вълни (за честоти от порядъка на 30 MHz).

Осигуряването на висока стабилност на честотата на хетеродина в приемника се осъществява чрез синхронизирането му с външен *пилот сигнал*. Този пилот сигнал се формира още в предавателя, чрез подтискане на носещата честота до 15 - 20 % от максималната и стойност.

Еднолентовата модулация намираща широко приложение в професионалните съобщения в областта на късите вълни и в телевизията има следните по-важни предимства:

- висок к.п.д. (в сравнение с амплитудната модулация е по-голям 15-20 пъти), поради това, че не се излъчва носещата честота и едната странична лента.

- при липса на модулиращ сигнал в режим на мълчание, предавателят не изразходва мощност, тъй като липсва носещата честота.

- малка заемана честотна лента; това позволява да се увеличи броя на радиостанциите, работещи без взаимни смущения в даден честотен диапазон.

- по-тясната честотна лента подобрява съотношението сигнал/шум на входа на приемника приблизително 2 пъти.

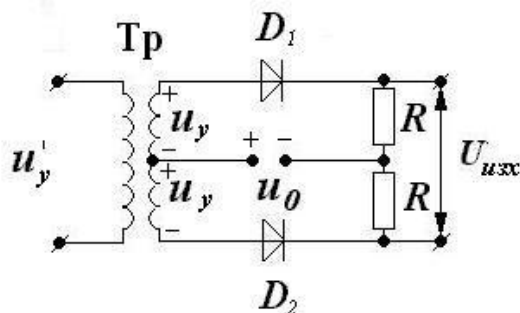
Еднолентовата модулация има следните *недостатъци*:

- изискването за висока стабилност на носещата честота и точността при нейното възстановяване в приемника (до 1-2 Hz при висококачественото радиоразпръскване и до десетки херца при радиотелефония) води до значително усложняване на апаратурата, особено при връзка с бързо летящи обекти.

- изисква се висока линейност на усилвателното стъпало на предавателя и невъзможност за използване на умножители на честота.

- усложнява се приемо-предавателната апаратура (например в радиоразпръскването), което води до неоправдано използване на еднолентовата модулация от икономическа гледна точка.

Осъществяването на *еднолентовата модулация*, както вече се спомена, се извършва с помощта на балансен модулатор показан на фиг. 5.11.



фиг. 5.11

Върху диода D_1 ще действа сумата от носещото напрежение u_0 и управляващото модулиращо напрежение u_y , върху D_2 – тяхната разлика. Под влияние на приложените напрежения протичат токовете i_1 и i_2 , които създават съответните напрежения върху товарните резистори R .

Ако се апроксимират вол-амперните характеристики на диодите D_1 и D_2 с полином от втора степен, за i_1 и i_2 се получават

$$\begin{aligned} i_1 &= a_0 + a_1(u_0 + u_y) + a_2(u_0 + u_y)^2 \\ i_2 &= a_0 + a_1(u_0 - u_y) + a_2(u_0 - u_y)^2 \end{aligned} \quad (5.42)$$

Изходното напрежение е разлика от напрежителните падове от токовете i_1 и i_2 върху резисторите R , т.е.

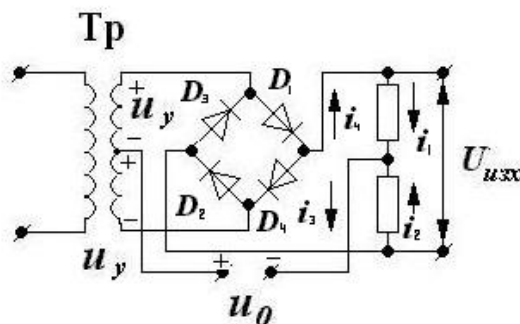
$$u_{изх} = i_1 R - i_2 R = 2 R (a_1 u_y + 2 a_2 u_0 u_y) \quad (5.43)$$

Ако се вземе под внимание 5.4 може да се установи, че изходното напрежение съдържа съставки с честоти Ω , $\omega_0 - \Omega$ и $\omega_0 + \Omega$. Чрез трептящ кръг, настроен на честотата ω_0 могат да се отделят последните две, т.е. двете странични честоти на балансно модулираното трептене.

Разгледания балансен модулатор има ограничено приложение тъй като внася значителни нелинейни изкривявания. С малко по-добри свойства е двойно балансният модулатор показан на фиг. 5.12, наричан още *ринг (пръстеновиден) модулатор*. Това са два балансни модулатора свързани насрещно. За частта с диодите D_1 и D_2 важи 5.43, а за другата част с D_3 и D_4 трябва напреженията u_0 и u_y да се вземат с отрицателни знаци. Създадените падове на напреженията от i_1 , i_2 и i_3 и i_4 върху R се сумират:

$$\begin{aligned}
u'_{изх} &= 2 R (a_1 u_y + 2 a_2 u_0 u_y) \\
+ u''_{изх} &= 2 R (-a_1 u_y + 2 a_2 u_0 u_y) \\
\hline
u'_{изх} + u''_{изх} &= 8 R a_2 u_0 u_y
\end{aligned}
\tag{5.44}$$

Спектърът на полученото колебание съдържа само двете странични честоти, без носещото трептение. Изразът 5.44 важи и при апроксимиране на волт-амперната характеристика на диодите с полином от трета степен.



фиг.5.12

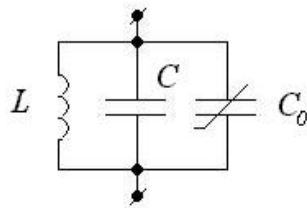
Съществува и амплитудна модулация, при която едната от страничните ленти се излъчва изцяло, а другата, (обикновено съответства на ниските честоти), се излъчва само *отчасти*. Такава система за радиоразпръскване се нарича предаване с частично подтисната странична лента (SSBSC) и намира приложение в телевизията за предаване на сигнала на изображението. Нейното предимство се състои също в това, че заема по тясна честотна лента в сравнение със системите, при които двете странични ленти се излъчват изцяло.

5.5. Получаване на ъглово модулирани сигнали.

Ъгловата модулация се използва в съвременните системи за връзка, тъй като е по-шумоустойчива от амплитудната модулация.

Условно се различават две разновидности: честотна и фазова модулация.

1. *Честотно модулирани* трептения се получават чрез въздействие на реактивно управляемо съпротивление, включено към трептящия кръг на автогенератор. За такова съпротивление обикновено служи *варикап* или *реактивен транзистор*.



фиг. 5.13

На фиг. 5.13 е дадена схемата на паралелен трептящ кръг използван в автогенераторите. Паралелно на кръга е включен управляем капацитет C_0 . Честотата на носещото трептение е равна на собствената честота на кръга

$$\omega_0 = \omega_k = \frac{1}{\sqrt{L + (C + C_0)}} \quad (5.45)$$

При увеличаване на капацитета C_0 с ΔC кръговата честота намалява:

$$\omega_k = \frac{1}{\sqrt{L (C + C_0 + \Delta C)}} < \omega_0 \quad (5.46)$$

Ако се намали капацитетът, честотата се повишава. Тъй като честотата на генерираните трептения се определя преди всичко от собствената честота на трептящия кръг, нейното изменение от управляващия сигнал чрез вариакп е причина за получаване на ЧМ трептения.

Чрез математически анализ се получават следните зависимости между относителното изменение на честотата и измененията на L и C .

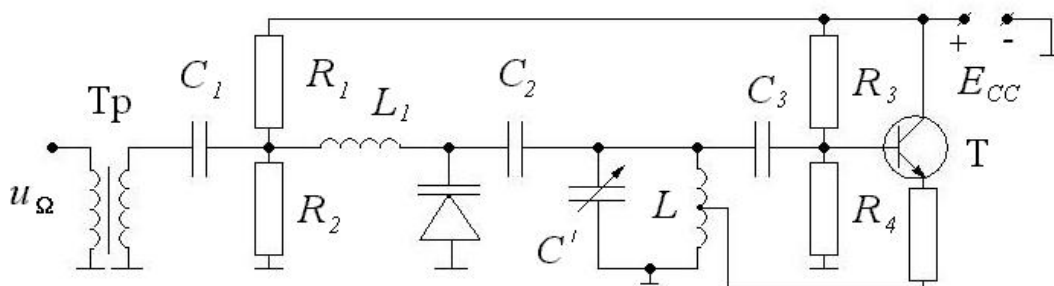
$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L} ; \quad \frac{\Delta \omega}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C + C_0} \quad (5.47)$$

Знакът “минус” в двете формули отразява обстоятелството, че честотата намалява с нарастване на параметрите L и C .

На фиг. 5.14 е дадена принципната схема на модулатор за ЧМ трептения. Трансформаторът Tr е нискочестотен, модулиращ, а кондензатора C_1 разделителен. Неговият капацитет се избира така, че съпротивлението му за най-високата честота на управляващия сигнал да е пренебрежимо малко. Чрез делителя R_1, R_2 се създава преднапрежение за установяване на работната точка на вариакпа D ,

за да се работи в праволинейната част на характеристиката $\Delta C(u)$. Дроселът е блокиращ за носещите високочестотни трептения. Кондензаторът C_2 осигурява връзка между трептящия кръг и варикапа. Очевидно е, че той трябва да бъде с пренебрежимо малко съпротивление за носещото трептение:

$$C_2 \gg C_0 + \Delta C \quad (5.48)$$



фиг. 5.14

Спазването на условието 5.48 се налага, за да може резултатната стойност на капацитета при последователно свързване на C_2 и $C_0 + \Delta C$ да се определя от втория капацитет $C_0 + \Delta C$.

Ролята на трептящия кръг е известна от средния курс по физика. При показаното свързване се осъществява положителна обратна връзка, необходима за генерирането на трептенията.

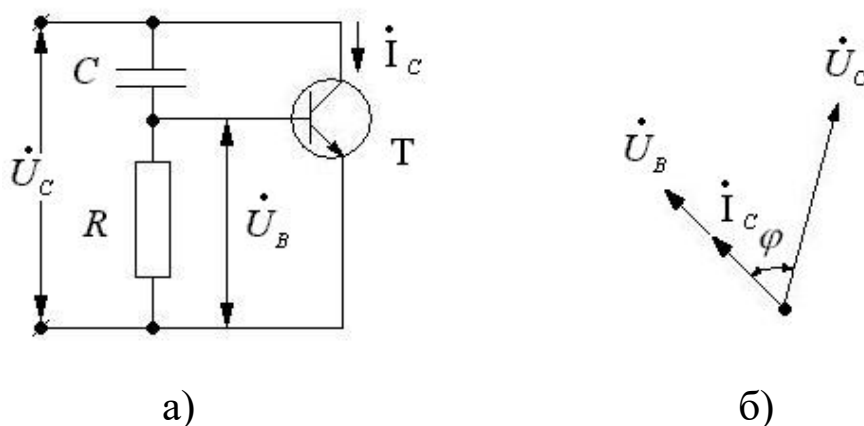
Разгледания модулатор има голямо приложение в *радиотелефонията*. Получените ЧМ трептения се вземат от трептящия кръг по подходящ начин, т.е. така, че да не се влошават много неговите характеристики.

Схемата на реактивния транзистор се използва по-малко в практиката, защото внася по-голяма паразитна амплитудна модулация.

2. Фазово модулирани трептения могат да се получат с помощта на управляем реактивен елемент. За да може той да въздейства на фазата на носещото трептение той се включва в трептящия кръг на транзисторен резонансен усилвател.

За управляем реактивен елемент освен варикап, както бе споменато по-горе, може да се използва и така наречения *реактивен транзистор* (фиг. 5.15 а).

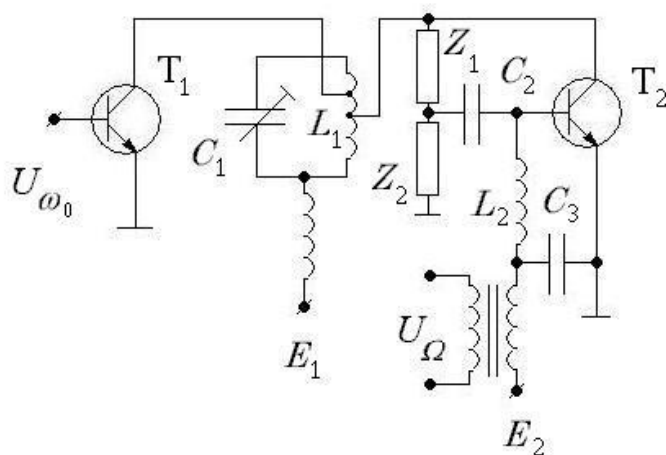
Названието на схемата, (стъпалото), отразява реактивния характер на съпротивлението между колектора и емитера на транзистора Т. Това е елементарно стъпало с реактивна обратна връзка, при която фазата на хармоничното трептение на изхода се завърта на 90° или 270° спрямо входното. Реактивния характер на съпротивлението се използва за създаването на еквивалентен капацитет или на еквивалентна индуктивност.



фиг. 5.15

Векторната диаграма на веригата, съставена от кондензатора C , резистора R и транзистора Т е начертана на фиг. 5.15 б. Векторът на колекторното напрежение U_C е общо за двата клона. Поради наличието на веригата съставена от C и R векторът на напрежението (изходното) U_B е дефазирен приблизително на 90° спрямо напрежението (входното) U_C . Колекторният ток I_C е съпосочен с U_B , но при това положение той е дефазирен на 90° спрямо U_C . Следователно веригата съставена от C , R и транзистора Т се отнася като реактивен елемент. В случая токът I_C *изпреварва* U_C и може да се смята, че съпротивлението е *капацитивно*. Ъгълът на дефазирание φ зависи от съотношението между U_C и U_B , а то се определя от модулиращия сигнал.

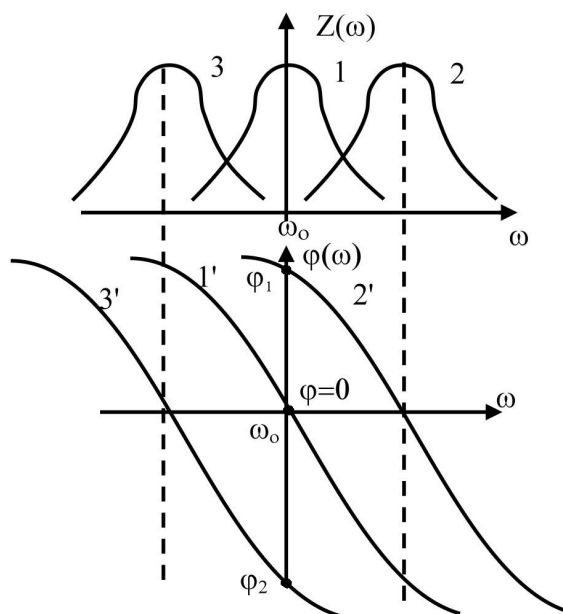
Ако се разменят местата на R и C веригата придобива подчертано *индуктивен* характер. Вместо кондензатор в схемата от фиг. 5.15 може да се използва и бобина.



фиг. 5.16

На фиг. 5.16 е дадена схемата на модулатор за фазово модулирани трептения. Транзисторът T_1 е в резонансния усилвател, а T_2 - в реактивния транзистор. На входа на усилвателя постъпва носещо трептение $U_{\omega_0}(t)$, което се усилюва. Неговата честота е ω_0 . Управляемият реактивен елемент T_2 е включен паралелно на трептящия кръг L, C .

При липса на управляващ сигнал подаван през модулиращия трансформатор Tr , еквивалентния трептящ кръг е настроен на носещата честота ω_0 . На този случай съответстват честотната и фазовата характеристика на кръга, означени съответно с 1 и 1' на фиг. 5.17.



фиг. 5.17

Когато постъпи сигнал, управляващия реактивен елемент, (транзистора T_2), изменя стойността си и предизвиква разстройка на кръга.

Характеристиките при нарастване на резонансната честота са означени с 2 и 2', а при намаляване-с 3 и 3'.

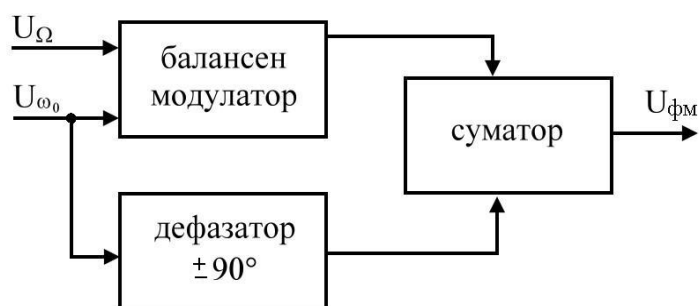
Установява се, че при липса на сигнал кръгът е настроен и фазовият ъгъл φ е равен на нула. При наличие на сигнал ъгълът има стойност различна от нула. За посочените два случая стойностите са съответно φ_1 и φ_2 . По този начин се постига изменение на фазовия ъгъл в зависимост от управляващия сигнал.

На фиг. 5.17 разстройките са *преувеличени* за по-голяма прегледност. Всъщност се работи със сравнително малки разстройки и тогава, като се изходи от теорията на трептящите кръгове се вижда, че

$$\operatorname{tg} \varphi \approx -2 Q \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \quad (5.49)$$

Модулираните трептения няма да се изкривени, ако ъгълът зависи линейно от управляващия сигнал U_{Ω} . Това се постига при малки изменения на φ (до 20-30°).

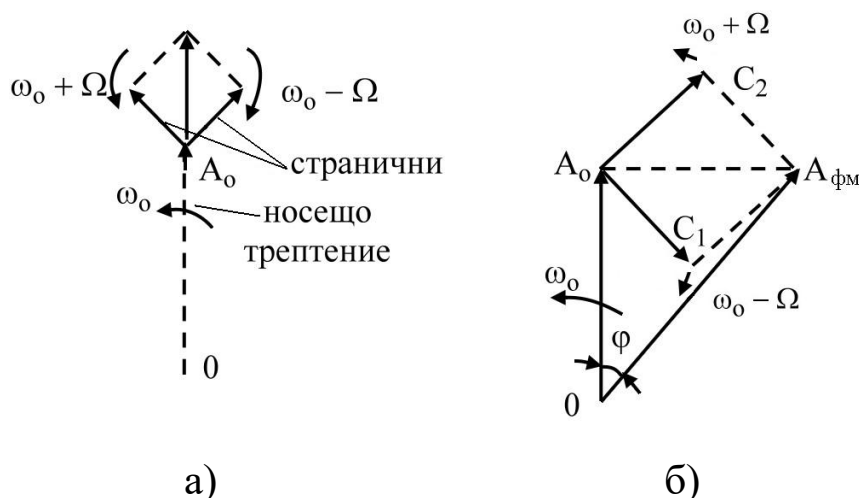
Фазово модулирани сигнали могат да се получат и като се използва *преобразуването на амплитудно модулираните трептения*. На фиг. 5.18 е дадена блоковата схема на такъв модулатор. Той се състои от балансен модулатор, дефазатор на носещо трептене на 90° и суматор.



фиг. 5.18

Балансният модулатор осигурява на изхода си две странични съставки ако управляващия сигнал е просто хармонично трептене. Ако се пропусне носещото трептене направо към суматора, без да се дефазира, ще се получи амплитудно модулиран сигнал. Неговата

векторна диаграма е показана на фиг. 5.19 а). С прекъсвана линия е даден векторът на носещото трептене.



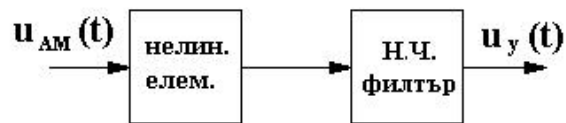
фиг. 5.19

Ако се пропусне носещото трептене през дефазатора, неговият вектор трябва да се завърти на 90° . По такъв начин се получава векторната диаграма, показана на фиг. 5.19 б). Ъгълът ϕ между носещото трептене и сумарния вектор се изменя при въртенето на страничните съставки, т.е. в зависимост от управляващия сигнал.

Съставките на векторната диаграма са изобразени така, че да се осигури прегледност. За да се осигури фазово модулирано колебание с малки изкривявания, трябва *измененията на ъгъл ϕ да са малки*. От диаграмата се вижда, че $A_{\text{фм}} > A_0$, т.е. амплитудата на фазово модулираното трептене се изменя в зависимост от модулиращия сигнал и се различава от амплитудата на носещото трептене, което е недопустимо. Това означава, че се появява и паразитна амплитудна модулация. При малки изменения на ъгъл ϕ тя ще бъде незначителна, което съответства на малък индекс на модулацията m_ϕ . Той може да се преодолее, като се осигури многократно умножение на честотата. Ще припомним, че при тази операция толкова пъти се умножава и фазовия ъгъл ϕ .

5.6. Детектиране на амплитудно модулирани сигнали.

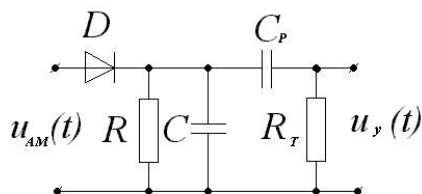
Процесът обратен на модулацията се нарича *демодулация* или *детектиране*. Устройствата, с които се осъществява детектирането се наричат *детектори*. Те са нелинейни или параметрични вериги.



фиг. 5.20

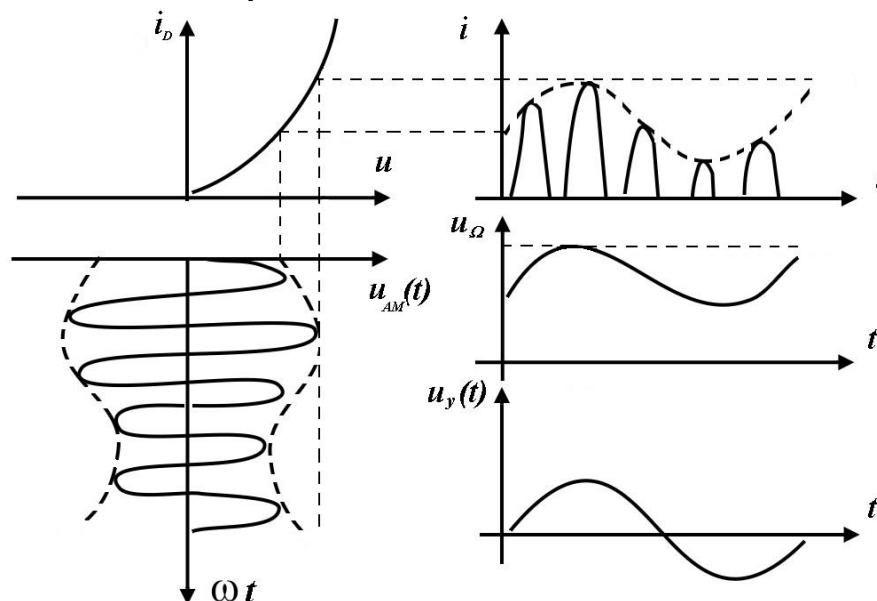
На фиг. 5.20 е дадена блоковата схема на *детектор за амплитудно модулирани сигнали*. Тези сигнали постъпват към нелинейния елемент. В него се извършва *преобразуване* на спектъра, поради което се получава и ниско честотна съставка. Нейното отделяне от останалите съставки се извършва от филтъра.

На фиг. 5.21 е показана принципната схема на детектор на АМ сигнали. Ролята на нелинейният елемент се изпълнява от диода D .



фиг.5.21

Филтрирането на нискочестотните съставки се осъществява с резистора R и кондензатора C .



фиг. 5.22

Физическите процеси са пояснени с диаграмите показани на фиг. 5.22. От тях се вижда, че токът в изходната верига i се състои от отсечени косинусоиди на носещата честота, чиято *обвивка* *отразява* *измененията на управляващия сигнал*. Високочестотните съставки преминават през кондензатора C направо, а нискочестотната създава определен спад U_R върху резистора R . Следователно, трябва стойността на резистора R и на кондензатора C да се подберат така, че да са с пренебрежимо малки съпротивления за управляващия сигнал. Като се отдели само променливата съставка на U_R , върху резистора R , се получава обвиващата на управляващия, (модулиращ), сигнал. Отделянето се извършва с разделителния кондензатор C_p .

Като се вземат под внимание направените разглеждания за физическите процеси, трябва да се спази условието

$$\frac{1}{\omega_0 C} \ll R \ll \frac{1}{\Omega C} \quad (5.50)$$

От друга страна, съпротивлението на разделителния кондензатор трябва да е пренебрежимо малко в сравнение с товарното съпротивление, което означава

$$\frac{1}{\Omega C_p} \ll R_T \quad (5.51)$$

Детекторната характеристика отразява съществените свойства на всеки детектор за АМ сигнали. Тя зависи от характеристиката на нелинейния елемент и от големината на входния сигнал.

1. Детектор за АМ сигнали с *квадратична детекторна характеристика*. Тя се получава при малки стойности на входния сигнал ($u_{вх} < 0,7V$). В този случай волт-амперната характеристика се апроксимира с полином от втора степен:

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 \quad (5.52)$$

Първият член на полинома има измерение на ток и съответства на работната точка $a_0 = I_0$. При въздействие със сигнали от вида

$$U = U(t) \cos \omega_0 t \quad (5.53)$$

като се замести 5.53 в 5.52 се получава:

$$\begin{aligned}
 i &= a_0 + a_1 U(t) \cos \omega_0 t + a_2 U^2(t) \cos^2 \omega t = \\
 &= a_0 + a_1 U(t) \cos \omega_0 t + \frac{a_2 U^2(t)}{2} + \frac{a_2 U^2(t)}{2} \cos 2\omega_0 t
 \end{aligned}
 \quad (5.54)$$

От 5.54 се вижда, че постоянната съставка на тока е

$$I'_0 = a_0 + \frac{a_2}{2} U^2(t) \quad (5.55)$$

Като се вземе под внимание, че $\Delta I_0 = I'_0 - I_0$, се получава *детекторната характеристика*

$$\Delta I_0 = \frac{a_2}{2} U^2(t) \quad , \quad (5.56)$$

която има квадратичен характер.

Ако се положи $U(t) = U_0 (1 + m \cos \Omega t)$, (5.57)
то чрез 5.53 се описва АМ сигнал.

Замествайки 5.57 в 5.56 се получава

$$\Delta I_0 = \frac{a_2}{2} U_0^2 + m a_2 U_0^2 \cos \Omega t + \frac{m^2 a_2}{2} U_0^2 \cos^2 \Omega t \quad (5.58)$$

Вторият и третият член съответстват на първата и втората хармонична на управляващия сигнал, (необходимо е да се преработи $\cos^2 \Omega t$). Коефициентът на нелинейни изкривявания се определя чрез съответните амплитуди $I_{1\Omega}$ и $I_{2\Omega}$

$$\kappa = \frac{I_{2\Omega}}{I_{1\Omega}} = \frac{m^2 \frac{a_2}{4} U_0^2}{m a_2 U_0^2} = \frac{m}{4} \quad (5.59)$$

Следователно, нелинейните изкривявания *зависят от дълбочината на модулацията*. Например при $m=0,3$ за κ се получава 7,5%.

2. Детектор за АМ сигнали с *линейна детекторна характеристика*. Сигналят за този детектор трябва да е с голяма амплитуда. В този случай волтамперната характеристика на диода се апроксимира с начупена права линия.

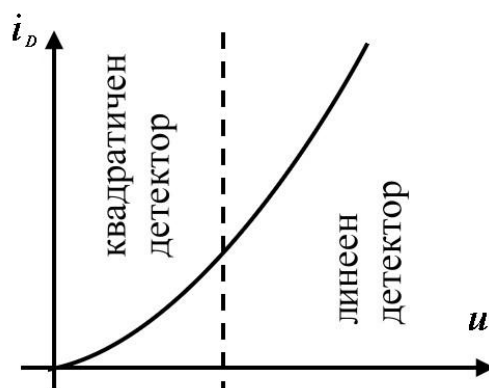
Линейната детекторна характеристика е от вида

$$\Delta I_0 = k U(t) \quad (5.60)$$

където k е константата определена от резистора R и ъгъла на токовата отсечка θ . Ако се замести 5.57 в 5.60 може да се види, че

няма да се появят хармонични съставки на модулиращия сигнал в тока през диода, т.е. не се *появяват нелинейни изкривявания*.

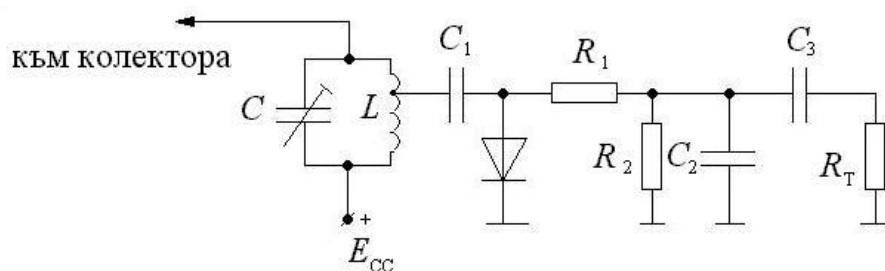
Недостатък на този детектор е неговият малък *коэффициент на предаване*. Обикновено $\kappa = 0,6-0,8$.



фиг. 5.23

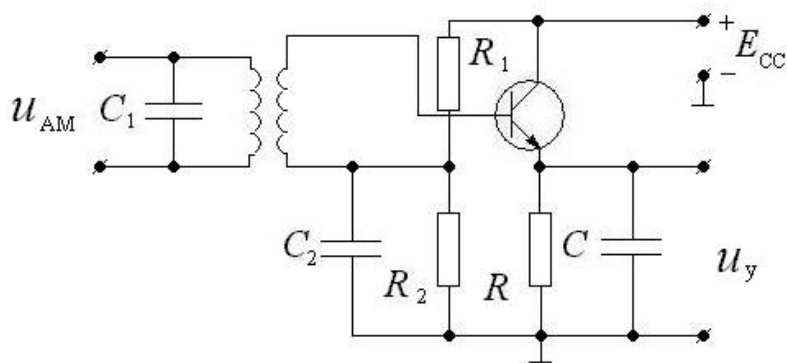
Схемата на квадратичния и линейния детектор е една и съща. На фиг. 5.23 са разграничени участъците, които важат за квадратичния и за линейния детектор. Явно е, че основното различие идва от големината на входния сигнал.

Линейният детектор изисква голямо входно напрежение (над $0,5-1V$). Това налага осигуряването на голямо усиление от предшестващите стъпала в радиоприемните устройства.



фиг. 5.24

Разгледаната схема на фиг. 5.21 е известна като *последователна* схема на диоден детектор. Известна е и *паралелна* схема, за която важат същите изводи за детекторната характеристика. Тя е показана на фиг. 5.24, когато през предшестващия трептящ кръг протича постоянен ток. На фиг. 5.25 е дадена схемата на *емитерен детектор*.



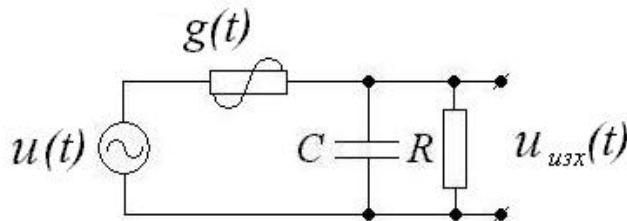
фиг. 5.25

В тази схема ролята на нелинеен детектор изпълнява преходът база-емитер, а детекторния сигнал се получава върху елементите R и C . Резисторите R_1 и R_2 се подбират така, че транзисторът да работи в режим на отсечка на колекторния ток.

Коефициентът на предаване на този детектор е близък до единица.

При свързване на транзистора по схема с общ емитер се получава схемата на *колекторен детектор*. Чрез него освен детектирането се осъществява и усилване на сигнала.

При детектирането на АМ сигнали се използва и тъй наречения *синхронен детектор*. Той има избирателни свойства и по тази причина е защитен по-добре от смущения в сравнение с разгледаните по-горе детектори.



фиг. 5.26

На фиг. 5.26 е дадена схемата на синхронен детектор. Вместо нелинеен елемент се използва параметричен, чиято проводимост $g(t)$ се изменя в зависимост от носещото трептене на сигнала:

$$g(t) = g_0 (1 + m_g \cos \omega_0 t) \quad (5.61)$$

Модулираният сигнал може да се представи чрез формулата

$$u(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (5.62)$$

където

$$U(t) = U_0 (1 + m \cos \Omega t) \quad (5.63)$$

Токът в изходната верига ще се определи от

$$i = u(t) g(t) = g_0 U \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{m_g g_0 U}{2} \cos \varphi_0 + \frac{m_g g_0 U}{2} \cos(2 \omega_0 t + \varphi_0) \quad (5.64)$$

При филтрирането се появява постоянна съставка I'_0 , която е функция на ъгъл φ_0

$$I'_0 = \frac{m_g g_0 U}{2} \cos \varphi_0 \quad (5.65)$$

Нейната максимална стойност се получава при $\varphi_0 = 0$

$$I'_{0 \max} = \frac{m_g g_0 U}{2} \quad (5.66)$$

Това налага изискването за едновременно изменение на носещото трептене и на проводимостта g . По тази причина детектирането се нарича синхронно, а детекторът-синхронен.

Капацитетът на кондензатора C се подбира, като се изходи от условието

$$\frac{1}{\omega_0 C} \ll R \quad (5.67)$$

Това означава кондензаторът да е с пренебрежимо малко съпротивление за носещото трептене в сравнение със съпротивлението на резистора R .

Изходното напрежение се определя от тока I'_0 и резистора R :

$$u_{\text{изх}} = \frac{m_g g_0 R U}{2} \cos \varphi_0 \quad (5.68)$$

При бавно изменение на амплитудата $U = U(t)$ изходното напрежение се изменя по линейна зависимост от което следва, че детекторната характеристика на синхронния детектор е *линейна*.

5.7. Детектиране на ъглово модулирани сигнали.

Детектирането на *честотно модулирани* сигнали се осъществява от устройство, изходното напрежение на което зависи линейно от измененията на честотата на входния сигнал.

Ако честотно модулирания сигнал е

$$I(t) = I_m(t) \cos [\omega_0 t + \varphi(t)] \quad (5.69)$$

то за напрежението на изхода на честотен детектор ще се получи следната функционална връзка

$$u_{\text{изх}}(t) = S_{\text{ч.д.}} \frac{d\varphi}{dt} = S_{\text{ч.д.}} \Delta\omega(t), \quad (5.70)$$

където $S_{\text{ч.д.}} = ct$ е стръмността на детекторната характеристика изразена във (V/Hz) , а $\Delta\omega(t)$ моментната стойност на честотното отклонение на входния сигнал.

От 5.70 следва, че честотния детектор трябва да осъществява трансформация на изменението на честотата в изменение на изходното напрежение на детектора. По тази причина детектора трябва да съдържа:

- а) избирателна линейна схема, чрез която да се осъществява преобразуване на ЧМ в АМ;
- б) амплитуден детектор.

Освен това този детектор не трябва да реагира на паразитната амплитудна модулация на входния сигнал. За целта се предвижда ограничително стъпало, функциите на което най-често се изпълнява от амплитуден детектор. Блоквата схема е показана на фиг. 5.27.

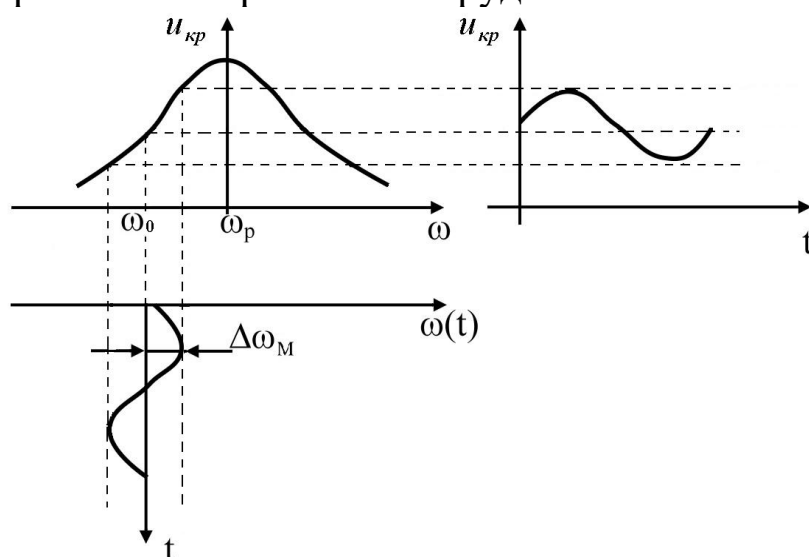


фиг. 5.27

Преобразуването на модулацията се извършва при преминаване на ЧМ сигнали през разстроен трептящ кръг. За целта трептящия кръг се настройва на честотата ω_p , която е по-малка или по-голяма от честотата на носещото трептене ω_0 . На фиг. 5.28 е

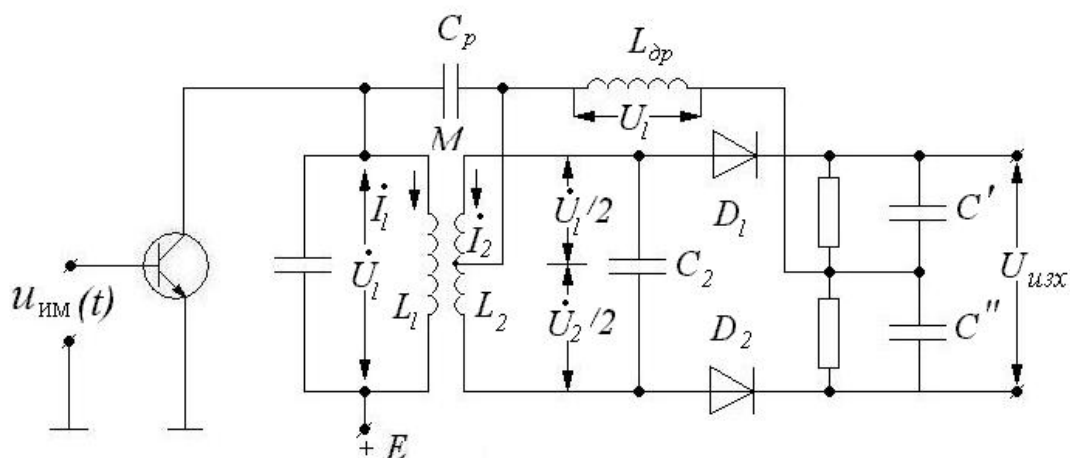
показано преобразуването на модулацията. В случая резонансната честота е по-голяма от честотата на носещото трептене. Отдолу е дадена графиката на *изменението на честотата* в зависимост от управляващия сигнал. Очевидно е, че изменението на честотата се превръща в изменение на амплитудата.

Този принцип за детектиране на ЧМ сигнали намира приложение в така наречения *детектор с разстроени трептящи кръгове*. Предимството е липса на постоянна съставка, но от друга страна, настройката на кръговете е трудна.



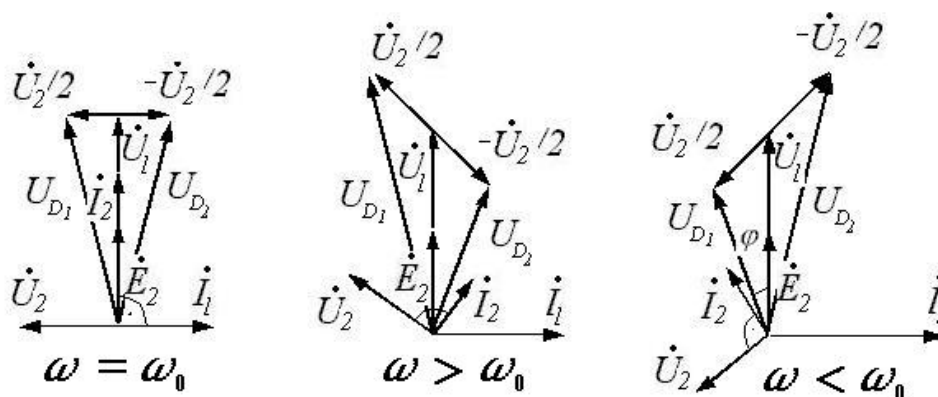
фиг. 5.28

Схемата на честотния детектор, показан на фиг. 5.29 се базира на *преобразуването на ЧМ сигнали във фазово модулирани* и детектирането им с помощта на амплитудно-фазов детектор.



фиг. 5.29

Двата трептящи кръга в схемата са настроени на честота ω_0 . Във всяка половина от вторичния кръг се индукира напрежение $\dot{U}_2/2$. Дроселът $L_{др}$ е подбран така, че върху него да се отлага напрежение с големина $\dot{U}_1$. Диодите D_1, D_2 и елементите C', C'' и R изпълняват ролята на амплитуден детектор. Действието на детектора може да се обясни с помощта на векторните диаграми показани на фиг. 5.30.



фиг. 5.30

Когато липсва модулиращ (управляващ) сигнал, честотата на входния сигнал е $\omega = \omega_0 = \omega_p$. През първичния кръг протича ток $\dot{I}_1$, който изостава от $\dot{U}_1$ на 90° . Поради взаимната индуктивност между двата кръга във вторичния кръг се индукира е.д.н. $\dot{E}_2$ изместено на 90° спрямо $\dot{I}_1$. Съответният ток $\dot{I}_2$ е съпосочен с $\dot{E}_2$, защото честотата на сигнала е равна на резонансната. Напрежението $\dot{U}_2$ в бобината L_2 изпреварва тока $\dot{I}_2$ с 90° . От фиг. 5.29 се вижда, че напреженията върху съответните диоди се определят от $\dot{U}_1$ и $U_2/2$. Тъй като двата вектора U_{D1} и U_{D2} са с еднаква големина, след изравняването на напрежението, върху резисторите R се получават две еднакви напрежения с противоположен поляритет, т.е. $u_{изх} = 0$.

Ако честотата на входния сигнал е по-голяма от резонансната т.е. $\omega > \omega_0$, токът $\dot{I}_2$ изостава от $\dot{E}_2$ на ъгъл φ . В този случай кръгът има индуктивен характер. За отбелязване е, че е.д.н. $\dot{E}_2$ е включено последователно. Напрежението U_2 , както преди, изпреварва тока $\dot{I}_2$ с 90° . По тази причина при сумирането на векторите се установява, че $\dot{U}_{D1} > \dot{U}_{D2}$. Това означава появяването на положително изходно

напрежение ($U_{изх} > 0$). Следователно *измененията на честотата се превръщат в съответни изменения на ъгъл φ* .

Аналогични разглеждания могат да се направят за случая $\omega < \omega_0$. Тук токът $\dot{I}_2$ изпреварва е.д.н. $\dot{E}_2$ поради капацитивния характер на съпротивлението на кръга. В случая $u_{изх} < 0$.

Ако се измени посоката на включване на диода D_2 и се добави на изхода кондензатор с голям капацитет се получава схемата на *дробен детектор*. Изходното напрежение в този случай се взема от краищата на долния резистор R (виж фиг. 5.29). с дробния детектор може да се постигне и ограничение на сигнала, вместо да се използва отделен ограничител.

Детектирането на *фазово модулирани сигнали* се реализира със същите схеми, които се използват за детектиране на ЧМ сигнали.

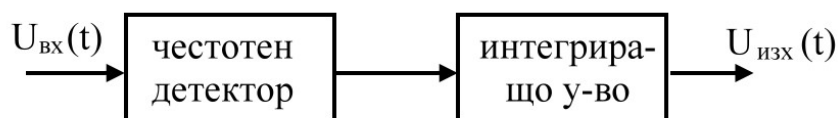
При детектирането на ФМ сигнали трябва да се получи:

$$u_{изх}(t) = S_{ч.д.} \varphi(t) \quad (5.81)$$

За да се получи тази зависимост, трябва да се интегрира $\Delta\omega(t)$ 5.80, защото

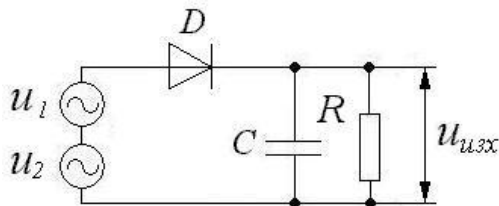
$$\varphi(t) = \int_0^t \Delta\omega(t) dt \quad (5.82)$$

Блоковата схема на детектор за ФМ сигнали е дадена на фиг. 5.31. Тя съдържа детектор за ЧМ трептения и *интегриращо устройство*.

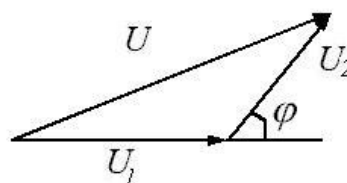


фиг. 5.31

Най-разпространения вид детектор е този с опорно (еталонно) напрежение. Същият е показан на фиг. 5.32. Той не се отличава от детектора за АМ сигнал. Принципът на работа е следния:



фиг. 5.32



фиг. 5.33

На входа му въздействат: опорното напрежение

$$u_1 = U_1 \cos \omega t \quad (5.83)$$

и сигналът

$$u_2 = U_2 \cos (\omega_0 t + \varphi) \quad (5.84)$$

Амплитудата, която се прилага върху диода, се получава чрез сумиране на векторите $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$ (фиг. 5.33). Тя зависи от фазовия ъгъл между двата сигнала

$$U = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2 U_1 U_2 \cos \varphi} \quad (5.85)$$

Изходното напрежение се определя, като се вземе под внимание коефициентът на предаване на детектора $k = \cos \theta$

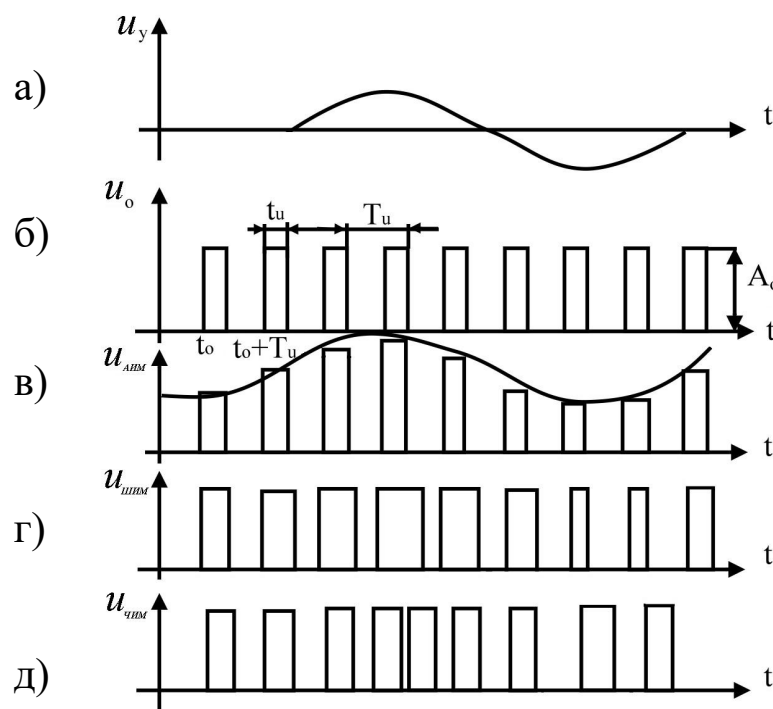
$$U_{изх} = k U \quad (5.86)$$

Този детектор се отличава с простота, но внася значителни изкривявания. По тази причина по-голямо приложение намира балансния фазов дискриминатор.

5.8. Импулсни методи за модулация и демодулация.

Импулсната модулация се характеризира с това, че за носещо трептение се използва поредица от импулси, чиято форма обикновено е правоъгълна (фиг. 5.34 б).

Управляващия сигнал е показан на фиг. 5.34 а.



фиг. 5.34

Носещото трептене се характеризира със следните величини: A_0 -височина (амплитуда) на импулсите, T_u е техния период, а t_u е продължителността им.

След модулацията всеки импулс се превръща в носител на част от информацията, която се съдържа в управляващия сигнал. За вярното предаване на сигналите е необходимо периодът на импулсите да отговаря на условието

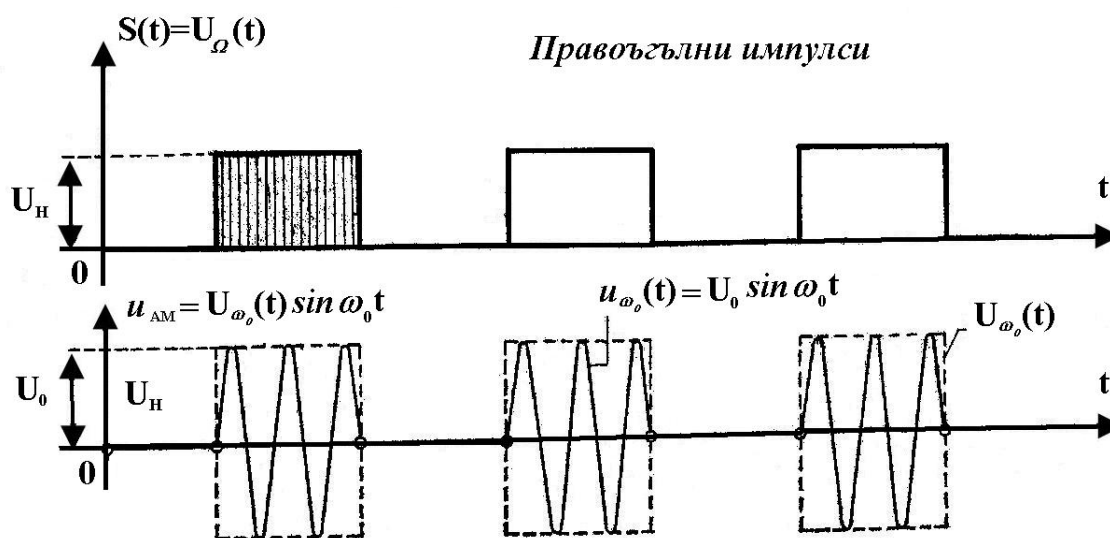
$$T \leq \frac{1}{2 F_m}, \quad (5.87)$$

където F_m е горната гранична честота на управляващия сигнал.

Този сигнал се използва като управляващ, (модулиращ), амплитудата на високочестотно хармонично носещо трептене

$$u_{\omega_0}(t) = u(t) = U_0 \sin \omega_0 t$$

Както се вижда, в случая се получава последователност от импулси с високочестотно запълване, наричани високочестотни импулси или *радиоимпулси* (фиг.5.35).



фиг. 5.35

Импулсният радиосигнал следователно е такъв радиосигнал, обвивката на който има характера на управляващите видеоимпулси. Импулсните радиосигнали са частен случай на амплитудно модулираните сигнали. Те обаче имат значително по-други свойства и затова се разглеждат не като амплитудно модулирани, а като *амплитудно манипулирани сигнали*.

Всеки импулсен сигнал има неограничен спектър, т.е. съдържа безкрайно много компоненти, честотите на които се простират до безкрайност. В същото време е известно, че 95 % от цялото енергийно съдържание на реалния сигнал се дължи на съставките, разположени в границите на активната ширина на спектъра на сигнала ΔF , т.е.

$$F_{\max} = \Delta F \quad (5.88)$$

В повечето случаи активната ширина на спектъра ΔF може да се приеме с достатъчна за практиката точност да бъде равна на реципрочната величина на активната продължителност τ_u на импулса, т.е.

$$\Delta F = \frac{1}{\tau_u} = F_{\max} \quad (5.89)$$

Както при обикновената амплитудна модулация, и тук активната ширина на радиоимпулса F_{AM} е два пъти по-голяма от активната ширина на спектъра на съответния управляващ импулс

$$F'_{AM} = 2 \Delta F \quad (5.90)$$

Понеже при правоъгълните импулси важи

$$\Delta F = \frac{2}{\tau_u} \quad (5.91)$$

се получава

$$F'_{AM} = 2 \frac{2}{\tau_u} = \frac{4}{\tau_u} \quad (5.92)$$

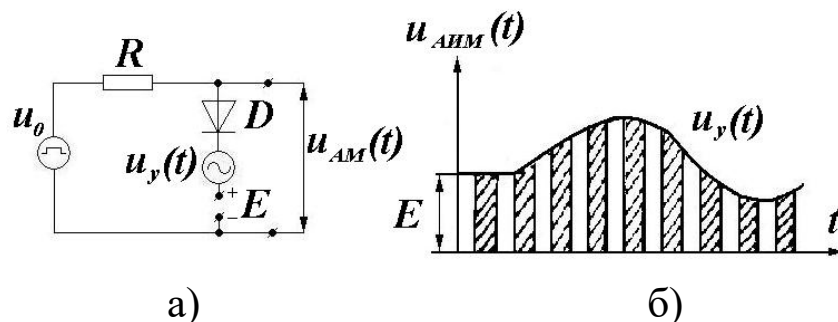
Така например, ако предавателят на радиолокационна станция генерира и излъчва радиоимпулси с правоъгълна форма и с продължителност $\tau_u = 1 \mu s$, и честотата на запълване е $1000 MHz$, то съгласно 5.92 ще се получи

$$F'_{AM} = 2 \frac{2}{10^{-6}} = 4 \cdot 10^6 Hz = 4 MHz \quad (5.93)$$

Следователно, честотата на радиоимпулса ще се променя от $998 MHz$ до $1002 MHz$.

Според това, кой от параметрите на импулсната поредица се изменя в зависимост от управляващия сигнал, се различават следните видове импулсни модуляции:

1. *Амплитудно импулсна модулация (АИМ).* При този вид модулация се изменя амплитудата, (височината), на импулсите в зависимост от управляващия (модулиращ) сигнал. Това е показано на фиг. 5.34 в). Импулсната поредица има широк честотен спектър. Всяка негова съставка служи като носещо трептение и около нея се формират долна и горна странична лента. По тази причина за предаването на АИМ сигнал е необходим канал с широка честотна лента.



фиг. 5.36

На фиг. 5.36 а) е показана схемата на модулатор за АИМ. Освен елементите R , D и постояннотоковия източник E са включени и два източника: на последователността от импулсите $u_0(t)$ и на управляващия сигнал $u_y(t)$.

При липса на модулиращ сигнал, в случай, че $u_0(t) \leq E$, диода е запушен и на изхода се получават импулси с амплитуда E (фиг. 5.36 б). Ако $u_0(t) > E$ ще протече ток през диода в резултат на което ще се шунтира товарната верига.

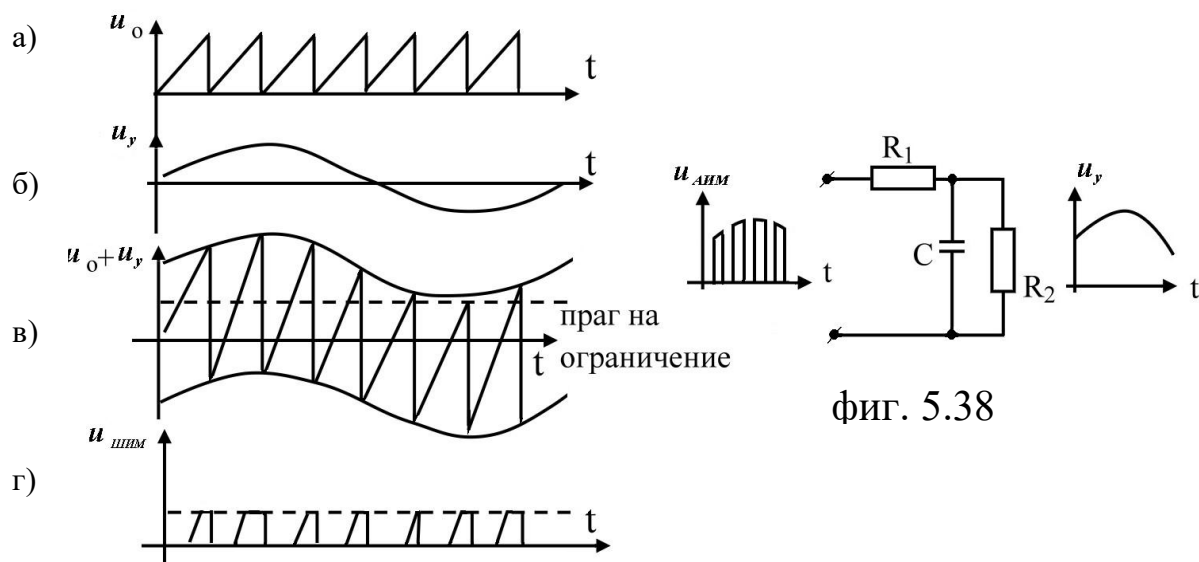
Когато постъпи управляващ сигнал, той се сумира алгебрично с праговото напрежение E и изменя прага на отпушване на диода. По този начин се получават импулси с амплитуда, която съответства на управляващия сигнал.

Трябва да се отбележи, че за да се извърши модулация трябва амплитудата на $u_0(t) \geq u_y(t)$.

2. *Широчинно импулсна модулация (ШИМ).* От названието се вижда, че широчината (времетраенето) на импулсите се изменя в зависимост от управляващия сигнал (фиг. 5.34 г), но амплитудата и положението им не се променят.

Широчината на импулсите може да се измени едновременно от двете страни (симетрична ШИМ) или само от едната страна

(съответно “лява” и “дясна” ШИМ). Едностранный ШИМ ще промени фазата (положението) на импулса, ако тя се отчита от средата му. При този вид модулация спектърът е по-богат в сравнение със спектъра на АИМ.



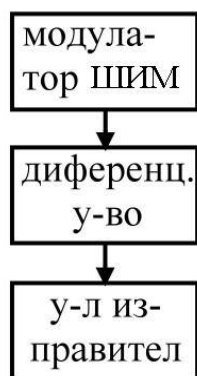
фиг. 5.37

Получаването на ШИМ може да се осъществи, ако се използва триъгълно напрежение (фиг. 5.37 а). То се сумира с управляващия сигнал и се подлага на двустранно ограничение. В резултат се получава модулираното трептене (фиг. 5.37 г). Детектирането на АИМ и ШИМ се извършва с помощта на линейна интегрираща верига, тъй като площта на модулираните импулси се определя от н.ч. модулиращ (управляващ) сигнал (фиг. 5.38).

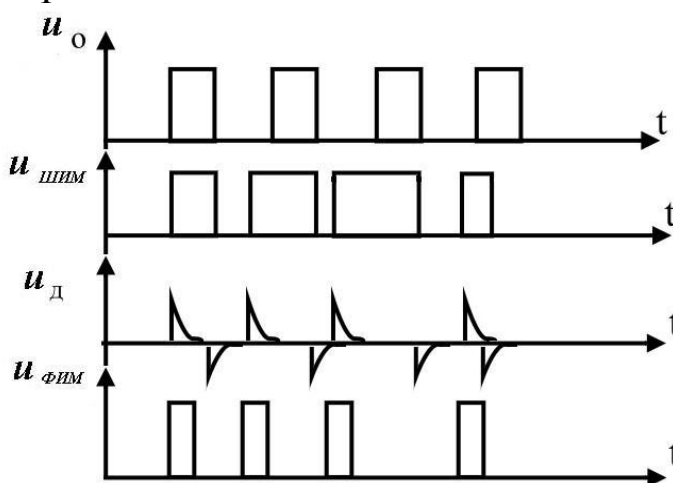
3. *Честотно импулсна модулация (ЧИМ)*. На фиг. 5.34 д) е дадена графиката на модулираното трептене. Честотата на импулсите се увеличава при положителни изменения на управляващия сигнал и намалява, когато неговата стойност е отрицателна.

4. *Фазово импулсна модулация (ФИМ)*. В този случай се изменя фазата (положението) на отделните импулси в зависимост от управляващия сигнал. Графиката на модулирания сигнал е показана на фиг. 5.34 д). Различието от ЧИМ се състои в това, че съгъстяването и разреждането на импулсите се дължи на тяхното изместване. Сходството се обяснява с връзката между фазовия ъгъл и честотата. По тази причина схемите за получаване на ЧИМ и ФИМ са едни и същи.

На фиг. 5.39 е показана блоковата схема на един модулатор за ФИМ (ЧИМ). Той се състои от модулатор на ШИМ, диференциращо устройство и усилвател-изправител.



фиг. 5.39



фиг. 5.40

Принципът на работа е пояснен от времедиаграмите на фиг. 5.40. Вижда се, че в резултат на диференциране се получава последователност от двуполярни импулси, които след изправяне остават само положителни импулси, (непоказани на фигурата). Чрез тях се формира нова последователност от импулси, които са изместени спрямо тези, които подлежат на модулиране, т.е. реализирана е ФИМ, (ЧИМ).

Установява се, че при ФИМ, (ЧИМ), амплитудите на страничните съставки в спектъра на модулирания сигнал зависят от честотата на управляващия сигнал. По тази причина съществуват проблеми при възстановяване на съобщението в приемната страна. Ето защо се прибегва до преобразуване на модулираните трептения в АИМ, (или в ШИМ), след което се извършва тяхното детектиране. За тази цел се използват електронни ключове.

С развитието на цифровите съобщителни и информационни системи през последните години все по-голямо приложение намират други модерни методи за импулсна модулация на сигналите. Към тях спадат *кодово импулсната модулация* и *делта модулацията*. Тъй като те се базират на дискретизацията на сигналите във времето и на тяхното квантоване по ниво, същите ще бъдат разгледани в следващата глава.

ШЕСТА ГЛАВА

ПРИЛОЖЕНИЕ НА ДИСКРЕТИЗАЦИЯТА НА СИГНАЛИ И ПРЕОБРАЗУВАНЕ НА ФУНКЦИОНАЛНАТА ИМ СТРУКТУРА

6.1. Теорема на Котелников. Други метод за импулсна модулация на сигналите.

При анализа на периодични сигнали беше показано, че съществува зависимост между продължителността на сигнала ΔT и широчината на неговия спектър Δf . Най-общо тази зависимост може да се изрази като

$$\Delta f \cdot \Delta T = \text{const} \quad (6.1)$$

Непрекъснатият сигнал (говор, музика, изходно напрежение от измервателни уреди, видеосигнал и т.н.) може да се разглежда като съставен от безкраен брой тесни импулси, чиято широчина $\Delta T \rightarrow 0$. От 6.1 следва, че Δf трябва да клони към безкрайност. Тогава изниква нерешимата техническа задача-осигуряване на канал за връзка с безкрайно широка честотна лента.

1. Дискретизация на сигналите. Отговор на горната задача дава известната в математиката теорема на отчетите, формулирана от Уитекер в началото на XX век, съгласно която сигнал, описван с непрекъсната функция на времето, може да се представи чрез дискретни стойности, (отчети), отстоящи на интервал във времето $\Delta t = 1/2\Delta f$. Вzeti заедно, тези стойности представляват едно непрекъснато множество от краткотрайни импулси, отстоящи един от друг на интервали от време $\Delta t \rightarrow 0$.

Самата операция за замяна на един непрекъснат сигнал с последователност от отделни, дискретни стойности, представляващи отделни импулси на моментните стойности на сигнала се нарича *дискретизация на сигнала*, (по време).

Освен дискретизация по време, използва се още и *дискретизация по ниво* на стойностите на изразяващата сигнала величина. Дискретизацията по ниво намира широко приложение в системите за радиовръзка, при автоматичното управление на производствени процеси с помощта на цифрова техника и т.н.

Дискретния начин за предаване на непрекъснати съобщения позволява:

- да се съкрати времето, в продължение на което е зает канала за връзка за предаване на това съобщение от T_c до $N\tau_H$, където τ_H е продължителността на импулса, използван за предаване на дискрета, а N е броя на дискретите.

- осъществяване на времево уплътнение на свързочния канал, когато едновременно по един канал могат да се предадат две и повече непрекъснати съобщения.

От гореизложеното следва, че при дискретизацията по време на непрекъснатия сигнал $S(t)$, представляващ функция на непрекъснатия аргумент t се извършва преход от този сигнал $S(t_n) = S(n \Delta t)$, представляващ функция на непрекъснатия дискретен аргумент $t_n = n \Delta t$, където $n=1, 2, 3, \dots$ и $\Delta t = \text{const}$.

Качеството на начина или метода, по който се извършва дискретизацията на сигнала се оценява по големината на грешката, т.е. по точността, с което се осъществява възстановяването на сигнала.

2. *Теорема на Котелников.* Формулираната през 1933 г. от В. А. Котелников теорема за дискретизация на аналогови сигнали служи като основа за различните методи за импулсни връзки. С нея се обосновава теоретически възможността за предаване на непрекъснати сигнали чрез отделни, моментни стойности. Тя се дефинира по следния начин:

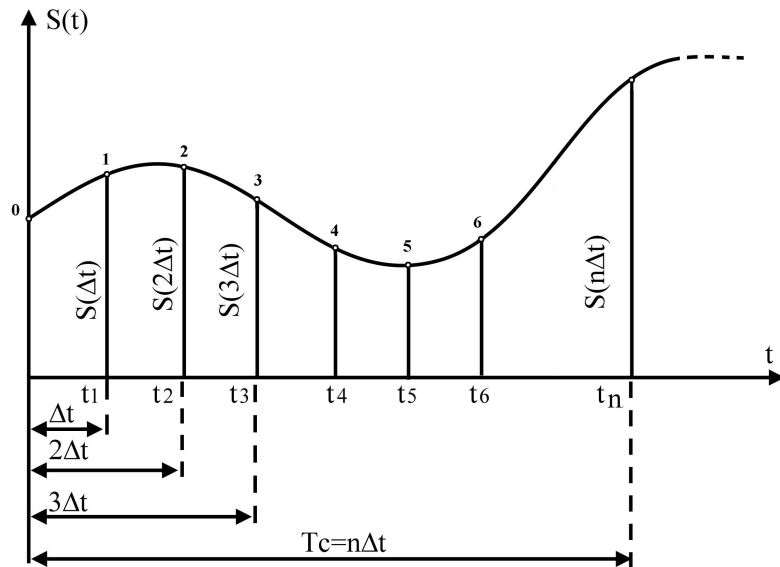
Всяка непрекъснатата функция (сигнал), отговарящ на условията на Дирихле и имаща ограничен честотен спектър е напълно и еднозначно определена чрез своите моментни ординатни стойности, отчетени през еднакви интервали от време

$$\Delta t = \frac{1}{2 f_{\max}} = T_c, \quad (6.2)$$

където $f_{\max}$ е най-високата честота, която се съдържа в ограничения честотен спектър на сигнала.

На фиг. 6.1 е показана графиката на произволен, непериодичен непрекъснат сигнал $S(t)$, за който се предполага, че има ограничен честотен спектър с най-висока, т.е. горна гранична честота

$$f_{\max} = \frac{1}{T_{\min}} = \frac{\omega_{\max}}{2 \pi} \quad (6.3)$$



фиг. 6.1

Както се вижда от фигурата, моментните, (ординатни), стойности на сигнала в дискретните точки $t_0 = 0; t_1 = \Delta t; \dots t_m = n \Delta t$ са съответно: $S(t_0) = S(0), S(t_1) = S(\Delta t) \dots S(t_n) = S(n \Delta t)$.

Ако се приеме, че взетият отрез от сигнала се повтаря с период на повторение Δt , то от една страна сигналът се превръща по такъв начин в периодичен, а от друга страна, че той има ограничен честотен спектър се доказва, че той може да бъде представен чрез тъй наречения ред на Котелников

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S(n \Delta t) \frac{\sin \omega_c (t - n \Delta t)}{\omega_c (t - n \Delta t)} \quad (6.4)$$

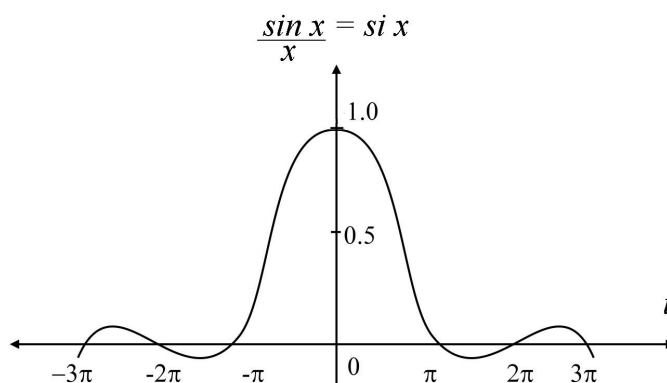
Не е трудно да се забележи, че в 6.4 се съдържа функцията

$$y = \sin c x = \text{si } x = \frac{\sin x}{x}, \quad (6.5)$$

която е известна от математиката като “интегрален синус” и нейният аналитичен израз е

$$\sin x = \int_0^x \sin c x \, dx = \int_0^x \frac{\sin x}{x} \, dx \quad (6.6)$$

Графиката на горната функция е показана на фиг. 6.2. Функцията показана на тази графика изразява на практика онзи сигнал, който се получава на изхода на един “идеален” лентов филтър на чийто вход се подава краткотраен импулс с височина, (амплитуда), равна на $S(n \Delta t)$.



фиг. 6.2

Отделните етапи, от които се състои процесът на практическото приложение на теоремата на Котелников могат да се формулират по следния начин:

1. След дискретизация на функцията $S(t)$ се отчитат стойностите на дискретите $S(n \Delta t)$ в дискретните моменти $t=0, \Delta t, 2\Delta t, \dots, n\Delta t$.

2. Тези дискрети, превърнати предварително в “числа” се изпращат по един от познатите начини по свързочната линия.

3. Получените в приемната страна “числа” се превръщат отново в импулси с амплитуда пропорционална на първоначалната $S(n \Delta t)$.

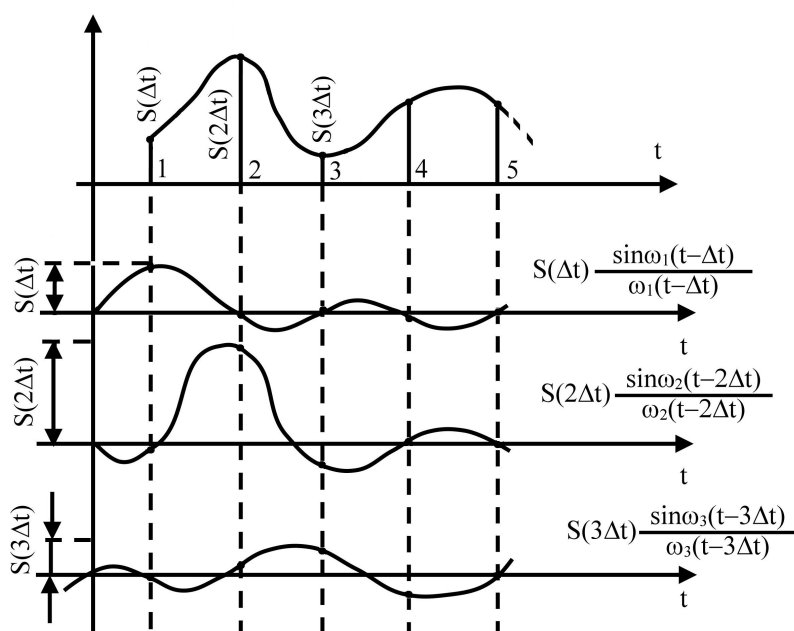
4. Така формираните импулси се подават на входа на един “идеален” н.ч. филтър с гранична честота $\omega_{gp} = \omega_c = \omega_{max}$, чийто изходни реакции са от вида на фиг. 6.2.

На фиг. 6.3 е показана графиката на произволен сигнал и отделните графики на три негови съставки.

Преобразуването на един аналогов сигнал в отделни дискретни стойности, а тези стойности в отделни кодови комбинации води до превръщането на сигнала в *цифров*. Цифровите сигнали могат да се обработват и пренасят непосредствено на къси разстояния, но когато се използват в многоканални линии, те винаги модулират едно хармонично носещо трептене. (виж. фиг.5.35)

Трябва да се отбележи, че често използвания код в съвременните системи е двоичен, но това не е задължително.

Цифровите модуляции са много перспективни, тъй като съвременната тенденция е да се унифицират сигналите (да са цифрови) и за основа да се приеме телефонния канал с широчина на честотната лента 300-3400 Hz. За пример може да се посочи видеоканалът, (за сигнали, които пренасят информация за движещи се изображения) и телеграфни канали, които взети заедно заемат телефонния канал. Унифицирането на сигналите и каналите за връзка позволява изграждането на единни системи с интеграция на услугите; т.е. такава система, която позволява на абоната да приема телеграфни, телефонни, видеосигнали, данни от компютри, данни от управляеми и управляващи системи и пр.

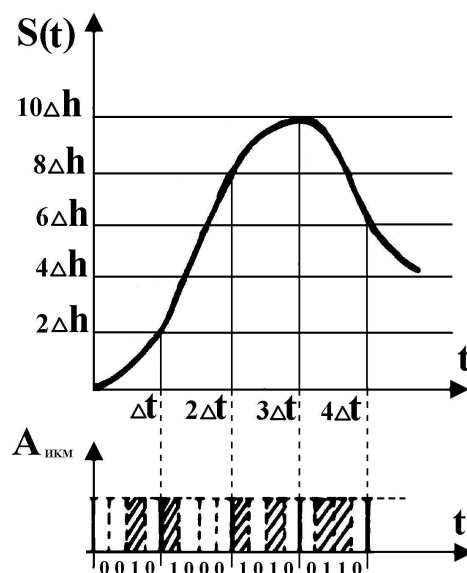


фиг. 6.3

Общо преимущество на цифровите модуляции е тяхната *устойчивост срещу смущения*. Това се дължи на доброто различаване на кодовите символи и комбинации. Освен това са създадени системи, в които използваните кодове позволява откриването и отстраняването на грешки.

В цифровите системи се извършва *регенериране*, (възстановяване), на импулсите вместо усилване, както е в системите за аналогови сигнали. Регенерирането на импулсите позволява използването на *вече положени кабели* и използването на *оптични кабели*, които имат сравнително голямо затихване.

3. *Импулсно кодова модулация (ИКМ).* На фиг. 6.4 е даден пример за използването на ИКМ на базата на двоичен код. Непрекъснатия управляващ сигнал се предава по канала за връзка чрез дискрети (отчети) направени през интервали от време съгласно теоремата на Котелников.



фиг. 6.4

Предаването на стойностите на дискретите става чрез двоичен код. За тази цел най-напред се уточнява *интервалът на квантоване* Δh и най-голямата стойност на управляващия сигнал $S(t_{max})$. Тогава броят на кодовите комбинации N е

$$N \geq \frac{S(t)_{max}}{\Delta h} \quad (6.7)$$

От друга страна, кодовите комбинации N се определя от зависимостта:

$$N = m^n, \quad (6.8)$$

където

m е броят на символите, използвани при кодирането; в случая $m = 2/1$ и $0/$

n - брой на символите в една кодова комбинация.

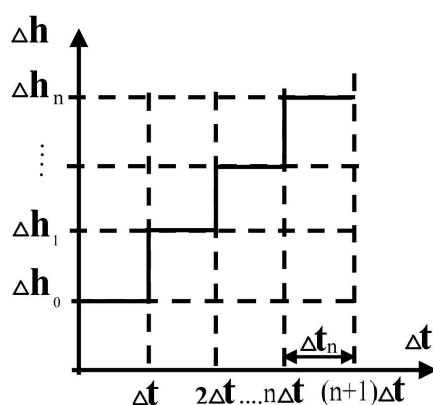
С помощта на 6.7 и 6.8 се определя n .

За конкретния случай $S(t)_m = 10$. При $n = 4$, комбинациите са 6, т.е. $N = m^n = 2^4 = 16 > 10$.

Под графиката на фиг. 6.4 са дадени кодовите комбинации на двоичния код състоящ се от 4 символа. В същност това е *импулсно-кодovия сигнал*.

Въпросът за *избор на интервала* (стъпката) на квантоване е много важен. Квантоването с еднакъв интервал (фиг. 6.4) при който $\Delta h = ct$ е сравнително просто и се използва когато динамичния обхват на сигнала не е голям.

Когато сигналът е с много малки стойности, за намаляване на грешката от квантоване се използва нелинейна характеристика на квантоването, при която Δh нараства с нарастването на Δt (фиг. 6.5).



фиг. 6.5

За интервала $n\Delta t$ до $(n+1)\Delta t$ стъпката на квантоване Δh е приблизително три пъти по-голяма от тази за интервала 0 до Δt .

Грешката на квантоване ε_n на дискретната стойност на сигнала при $\Delta h = ct$ в момента $n\Delta t$ ще се определи от разликата

$$\varepsilon_n = \varepsilon(n\Delta t) = n\Delta t - \Delta h_n \quad (6.9)$$

Дисперсията на грешката от квантоването $D(\varepsilon)$ е по същество мощността от шума на квантоването

$$D(\varepsilon) = \frac{\Delta t_n}{12} \quad (6.10)$$

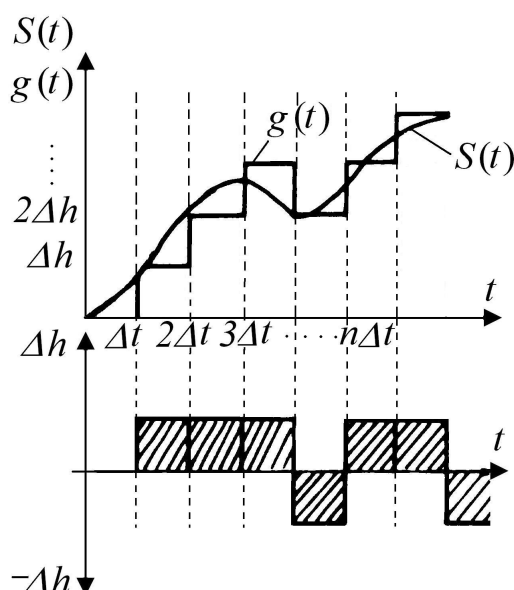
За намаляване на грешката на квантоването понякога се *свива* динамичния обхват на управляващия сигнал (*компресия*), а след декодирането и възстановяването на сигнала в приемния пункт се реализира обратния процес-*разширяване* на динамичния обхват (*експандиране*).

Често пъти се използва и *логаритмична характеристика на квантоването*, при която стъпката Δh е пропорционална на логаритъма на управляващия сигнал.

4. *Делта модулация*. Този вид модулация се характеризира с това, че се предава информация не за отделните дискрети, а за хода на нарастване (намаляване) на сигнала.

На фиг. 6.6 с плътна линия е дадена графиката на аналоговия сигнал $S(t)$, а с начупена-неговата апроксимираща функция.

Функцията $S(t)$ се сравнява през отделните интервали от време Δt с функцията $g(t)$.



фиг. 6.6

Ако $S(n \Delta t) > g(n \Delta t)$, в следващия интервал от време се предава положителен импулс. Когато това условие не е спазено, импулсът е отрицателен или безтоков. Под графиките на $S(t)$ и $g(t)$ са изобразени съответните импулси. През първия интервал Δt от времето $S(\Delta t) > g(\Delta t)$ следователно през втория интервал импулсът е положителен. Така е за трите интервала. През четвъртия интервал $S(4\Delta t) < g(4\Delta t)$ и импулсът е отрицателен. По същия начин става формирането на импулси за останалите интервали от времето.

Както се вижда, и тук са необходими да се приложат процедурите дискретизация във времето и квантоване по отношение на нивото.

Възстановяването на сигнала $S(t)$ в приемния пункт става чрез сумиране на импулсите.

6.2. Методи за уплътнение на комуникационните канали.

За организация на многоканално предаване по една единствена комуникационна линия е необходимо да се извърши операцията *уплътнение* на каналите в предаващата част на системата за връзка и операцията разделяне на отделните канални сигнали в нейната приемна част.

За по-добро разделяне на каналите трябва да се изпълни условието

$$P_{\Sigma} \ll P_S, \quad (6.11)$$

където P_S е мощността на модулираното носещо трептене, а P_{Σ} е взаимната мощност на k -я и i -я сигнали.

Условието 6.11 има следния физически смисъл: частта от мощността, проникваща на изхода на канала от друг канал трябва да бъде много по-малка от мощността на модулираното носещо трептене.

Полученото в резултат на уплътнението многоканално съобщение модулира носещия сигнал. Освен това, при формирането на многоканалното съобщение в системата за уплътнение се предвижда създаването на специален служебен сигнал, предназначен за синхронизация на предаващата и приемната част на системата за връзка.

При уплътнение на каналите най-широко се използват колебания от следните видове: хармонични, импулсни и кодови. Тяхното използване позволява да се получат няколко основни вида уплътнения: *честотно, по време и кодово, (уплътнение по форма)*.

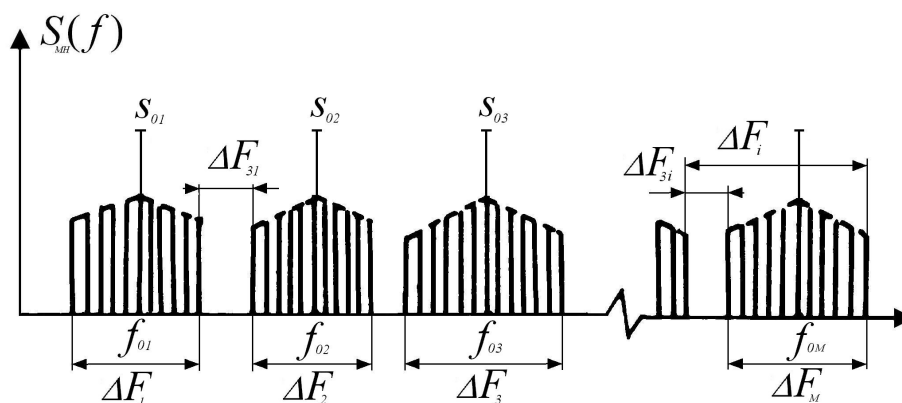
1. *Честотно уплътнение на каналите FDMA (Frequency Division Multiple Access)*

Това уплътнение е основано на принципа на честотно преобразуване на спектъра на съобщенията на отделните източници от страна на предавателя на системата за връзка. За тази цел се използва набор от различни носещи сигнали $S_{0i}(t)$ с честоти $f_{01}, f_{02}, \dots, f_{0n}$ (фиг. 6.7). Модулирайки носещите честоти могат да се получат n канални сигнала $S_i(t)$, всеки от които заема честотна лента ΔF_n , зависеща от широчината на спектъра на изходното съобщение $x_i(t)$ и от вида на модулацията. За да се намали взаимното влияние на съседните канали и да се облекчи тяхното разделяне, между

каналите се въвеждат *защитни честотни интервали* (ленти) ΔF_{zi} . По тази причина пълната честотна лента, заемана от всеки канал е

$$\Delta F_i = \Delta F_n + \Delta F_{zi} = \Delta F_n (1 + \Delta F_{zi} / \Delta F_n) = \gamma_{zi} \Delta F_i \quad (6.12)$$

където γ_{zi} е защитния интервал, който се избира от 1,2-1,3 .



фиг. 6.7

Многоканалното съобщение при честотно уплътнение се образува от линейното събиране на каналните сигнали като неговия спектър се определя от сумата на спектрите на тези сигнали (фиг. 6.7). От фигурата следва, че горната гранична честота на многоканалното съобщение е равно на

$$F_{Bn} = f_{on} + \Delta F_n / 2 \approx f_{on} \quad (6.13)$$

Големината на най-ниската честота на носещото трептене се избира не по-малка от /10-15/ ΔF_1 , където ΔF_1 е ширината на спектъра на долната странична лента на модулираната носеща честота. При такъв избор отделянето и демодулацията на ниската носеща честота в приемната част на системата за връзка не среща никакви затруднения.

Честотното разделяне на сигналите се реализира сравнително просто и позволява устройването на голям брой канали, а също така и обединяването на част от тях при нужда, какъвто е случаят с видеоканала.

При честотното разделяне има някои неудобства и недостатъци. Така например, трудно се отделят един или повече канала от една магистрала, в която многократно е извършено уплътняване, тъй като трябва да се извършат няколко преобразувания, филтрирания и т.н. Значителни са и преходните

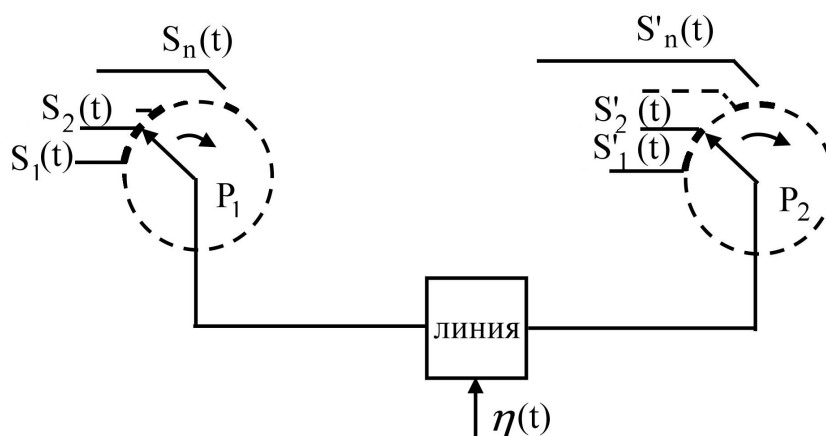
шумове и изкривявания, предизвиквани от взаимното влияние между отделните канали. Хармоничните съставки на един канал могат лесно да проникват в друг канал, чиято честотна лента съответства на техните честоти, и да действат там като смущения.

Затихването на линиите нараства с нарастването на честотата, а това налага да се използват усилватели при сравнително малки разстояния (примерно през 1,5 км), което неминуемо е свързано със значителни разходи.

2. Разделяне на каналите по време TDMA (Time Division Multiple Access)

Този начин има широко разпространение и освен това се смята за *много перспективен*, тъй като се използва в цифровите системи за пренасяне на информация, компютърна техника и др. Основава се на дискретизирането на сигналите от отделни източници, като се използва теоремата на Котелников.

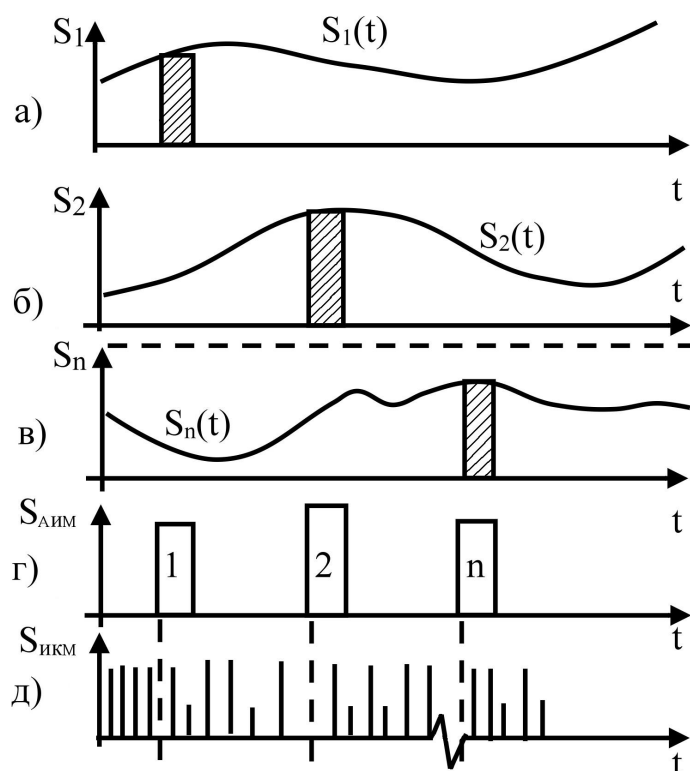
На фиг. 6.8 е показана функционалната схема на системата за връзка с разделяне на сигналите по време. За по-голяма прегледност са използвани механичните разпределители P_1 и P_2 . В съвременните системи P_1 и P_2 се въртят *синхронно и синфазно*.



фиг. 6.8

За таз цел служат специални синхронизиращи импулси. Благодарение на това се осъществява последователно свързване на каналите с еднакви номера в предаващата и приемащата страна. По този начин по линията за връзка се изпращат последователно импулси, които са модулирани по амплитуда. Най-напред се изпраща импулс за синхронизация, след това импулс модулиран от

сигнала на първия източник (канал), след това импулс модулиран от сигнала на втория източник и т.н. На фиг. 6.9 са дадени графики, които поясняват създаването на сигнала в линията, (груповия сигнал) при n канала. Графиките на фиг. 6.9 а, б, в, поясняват модулирането на импулсите по амплитуда на каналните сигнали $S_1, S_2, \dots, S_n$. В линията за връзка се получава груповия сигнал S_{AIM} (фиг. 6.9 г). По обратния път в приемната страна се отделят импулсите на отделните канали, а чрез демодулация се получават каналните сигнали $S'_1, S'_2, \dots, S'_n$.



фиг. 6.9

Импулсите в сигнала S_{AIM} могат да се представят чрез кодиране в цифров вид. Това е показан на фиг. 6.9 д. Сигналът на тази фигура е означен с $S_{ИКМ}$. В началото и края са дадени импулсите, предназначени за синхронизация, а между тях импулсите на кодовите комбинации, които отразяват квантованите стойности на каналните сигнали $S_1, S_2, \dots, S_n$. Груповият сигнал $S_{ИКМ}$ се предава към линията за връзка, а чрез нея-в приемния пункт. За целта са необходими допълнителни устройства, чрез които да се осъществява кодирането, декодирането и други функции.

Очевидно е, че при това разделяне на сигналите за кой да е от каналите се предоставя кратък интервал Δt , който се определя, като се вземат под внимание честотата на дискретизация $2F_m$ и броят на каналите n :

$$\Delta t = \frac{1}{2 n F_m} \quad (6.14)$$

В n трябва да се включи и каналът за синхронизация. На практика се прибавят два канала, защото освен канала за синхронизация е необходим и един канал за сигнали, свързани с управлението и взаимодействието на автоматичните телефонни централи.

Времето за предаване на сигналите (за един цикъл) T_u зависи от честотата на дискретизация

$$T_u = \frac{1}{2 F_m} \quad (6.15)$$

Интервалът Δt се получава, като се раздели T_u на n

$$\Delta t = \frac{T_u}{n} \quad (6.16)$$

Така например системата ИКМ-30/32 е предназначена за 30 телефонни канала, като са предвидени още и два канала; съответно по един за синхронизация и за управление. Честотата на дискретизация е $2F_m = 8 \text{ kHz}$. От нея се получава $T_u = 1/8.10 = 125 \mu\text{s}$. Времето за заемане на един канал $\Delta t = 125/32 \approx 4 \mu\text{s}$. Сигналят се предава с $m=8$ разряда, т.е. нивата са 256. Тактовата честота за импулсите на кодовите комбинации е

$$f_T = 2F_m (n+2) m = 8.10.(30+2).8 = 2,048 \text{ MHz}$$

За системата с разделяне на сигналите по време са характерни преходни изкривявания. Причината за тях е, че импулсите на един канал се наслагват върху импулсите на другите канали, тъй като фронтовете на импулсите не се установяват моментално.

Трябва да се отбележи, че импулсите се регенерират и практически смущенията от линията не са много големи. Това е съществено преимущество на цифровите системи за връзка. Освен това, кодирането е също от голямо значение, защото позволява откриването на грешки при пренасянето на данни.

Цифровите системи за връзка се характеризират с пропускателна способност, а не с широчина на честотната лента, както е за аналоговите сигнали. От примера за ИКМ-30 се вижда, че тя има пропускателна способност $2,048 \text{ M bit/s}$. За други случаи пропускателната способност е, както следва:

120 канала- $8,448 \text{ M bit/s}$

480 канала- $34,368 \text{ M bit/s}$

1920 канала- $139,264 \text{ M bit/s}$

7680 канала- $564,992 \text{ M bit/s}$

С посочените данни за пропускателната способност се характеризират установените в комуникационната техника *пет йерархични нива*.

3. Разделяне на сигналите по форма.

Този метод се отнася за вериги, които реагират на формата на сигнала. За целта е необходимо сигналите да са линейно независими и ортогонални. В този случай всеки следващ сигнал може да се получи от предшестващите чрез интегриране, а в обратен ред-чрез диференциране.

4. Множествен достъп с кодово разделяне на каналите CDMA (Code Division Multiple Access)

CDMA е най-сложният метод, но съвършен метод за споделяне на общия ресурс от много потребители. Всички комуникационни канали използват една и съща носеща честота по едно и също време, а разделянето се постига чрез присвояване на определен уникален код за всеки канал, така че само получател, настроен на този код да може да го приеме.

5. Множествен достъп с пространствено разделяне SDMA (Space Division Multiple Access)

SDMA е метод за достъп до комуникационния канал, чрез пространствено разделяне на потребителите и може да се ползва само в комбинация с другите методи (по честота, време и код). Този метод се базира на различното местоположение на потребителите спрямо базовата станция и един спрямо друг. SDMA увеличава силно капацитета (до 3 пъти в TDMA, до 5 пъти в CDMA системи). SDMA използва методи за физическо разделяне, които позволяват споделяне на безжични канали. Например, един канал може да се използва едновременно, ако потребителите са на достатъчно

разстояние един от друг, за да се избегнат смущения. Известен като повторна употреба на честота, методът се използва широко в клетъчните радиосистеми. Така се избягва силната интерференция между близки потребители и остава само “съ-клетъчната” интерференция.

Интерференцията дори с много близко разположени потребители може да се избегне чрез използване на остронасочени антени (превключващи и/или адаптивни антени) вместо ненасочени, с което близките източници на силна интерференция се игнорират.

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 усиление е свързано с увеличаване на амплитудата на входния сигнал, т.е. преобразува се параметъра. При нелинейното или параметрично усиление 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 усиление 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:

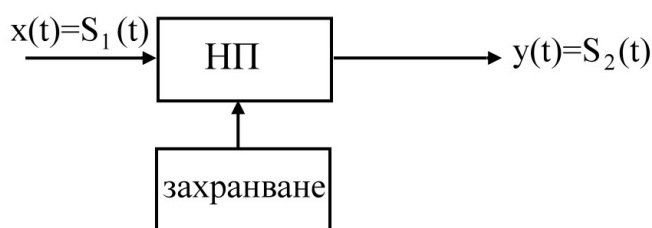
- усиление
- токоизправяне
- умножение и деление на честотата
- ограничение и стабилизация
- транспониране на спектъра (преобразуване на честотата)
- умножение и деление на сигналите

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 усиление 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 усиление $S_2 = k S_1$, която се представя като права линия. Наличието на по-сложна зависимост $S_2(S_1)$ води до изкривяване.

Преди да се разгледа нелинейното усиление ще дадем някои основни неща от принципите на линейното усиление. 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

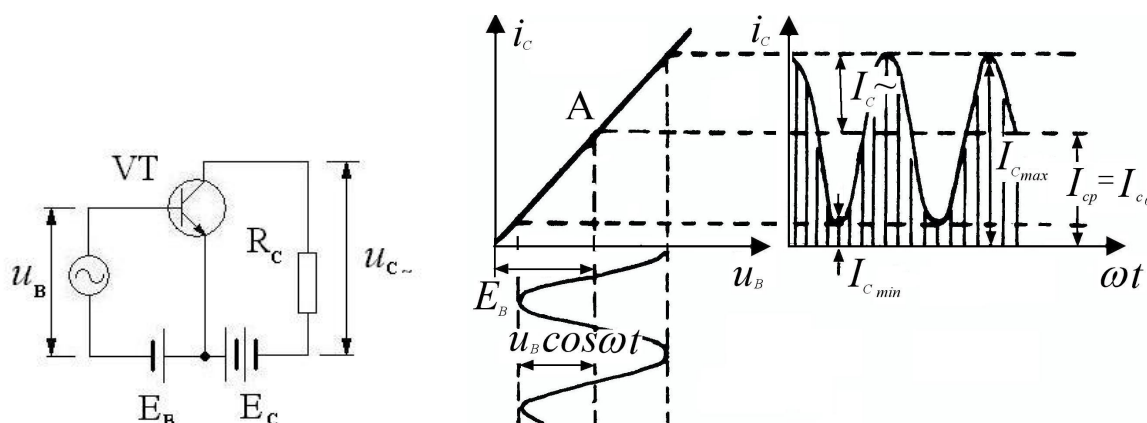
тези условия колекторния ток ще повтаря изменението на напрежението на източника на сигнал.

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 съставяща, която е много по-малка от консумираната постояннотокова мощност

$$P_I = 0,5 I_{C\sim} U_{C\sim} \quad (6.20)$$

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 $I_{C\sim}=I_{co}$ и $U_{C\sim}=E_C$, то коефициентът на полезно действие на усилвателното стъпало ще бъде:

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

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

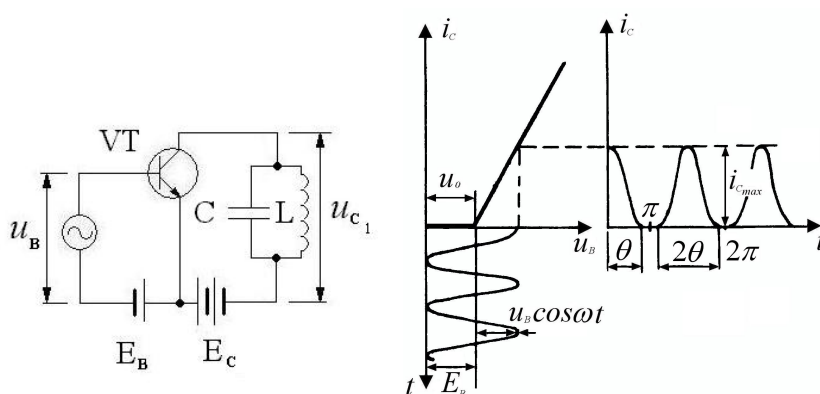
Такъв режим на усилвателя се нарича *режим клас А*. Той се характеризира с това, че ток протича през колекторната верига в продължение на целия период на входното въздействие (ъгълът на отсечка на колекторния ток θ е равен на 180°) и големината на постоянната съставка не зависи от амплитудата на сигнала. 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 $\theta = 180$. В този случай обаче изходния ток може да се намери като

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

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 който да е нелинеен преобразувател.

При усиление 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

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

характеристиката на преобразуване е линейна

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

и хармоничният сигнал се усилюва без изкривявания.

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

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

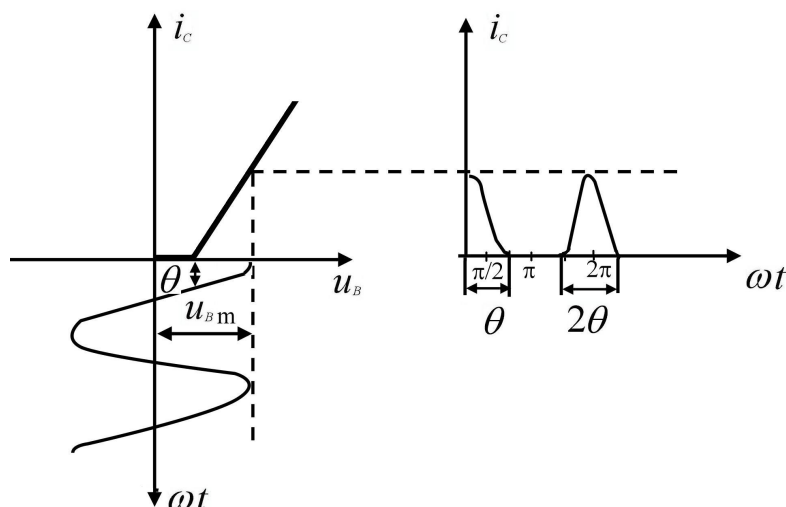
т.е. той е с 50% по-добър от този при режим клас А. Освен това, тук липсва безполезна консумация на енергия при липса на входен управляващ сигнал.

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 синусоиден сигнал или на една от неговите висши хармонични.

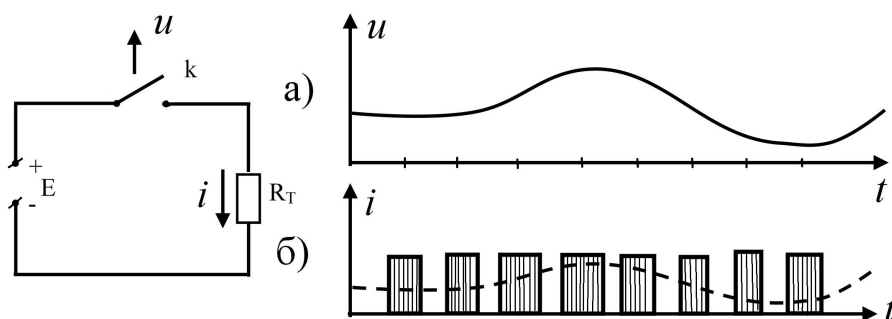
За усиление на сигнали с ниска честота се използва клас А или клас В. За да могат да се съчетаят всички предимства, които имат тези класове (а също и да се избягнат техните недостатъци) се използва комбинацията от два усилвателя работещи в клас В.

Тяхната обща характеристика не се отличава от линейната. Такава схема се нарича *двутапна*.



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).

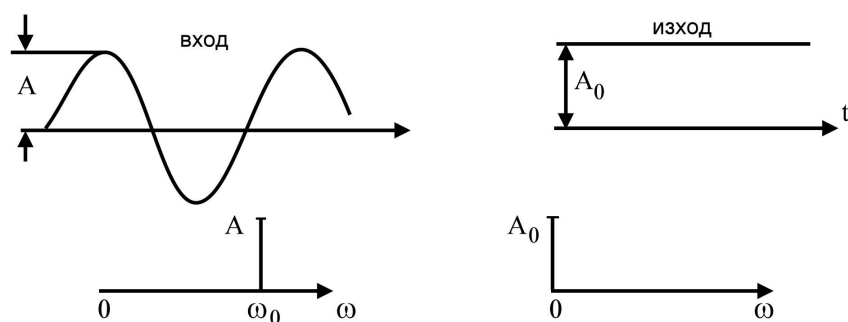
Ако си представим, че ключът се управлява със сигнал u (фиг.6.14 а), то продължителността при всяко затваряне ще съответства на избраната моментна стойност на напрежението,

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

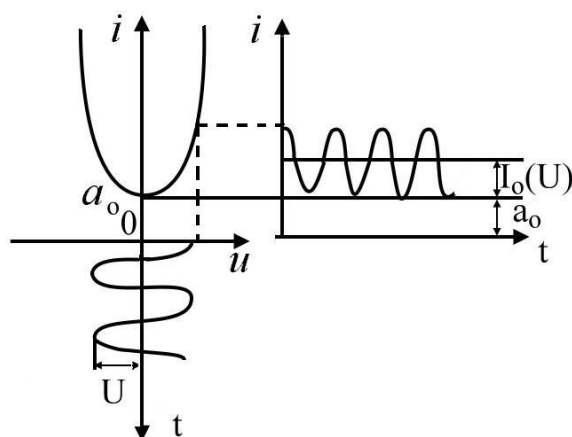
Ще припомним, че с помощта на нелинеен оператор може да се осъществи всякакво нелинейно преобразуване на даден сигнал от вида:

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

Полезната съставляща в дадения случай се явява постоянната съставляща. 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 съставляща (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:

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

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

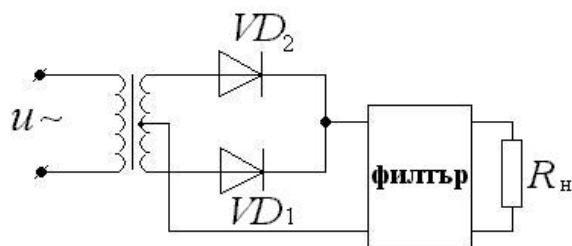
Характеристиката на преобразуване (характеристиката на изправяне) се определя с израз:

$$I_0(U) = a_2 U^2 / 2 \quad (6.28)$$

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

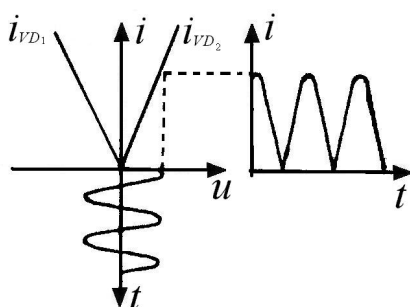
На фиг. 6.17 е показна схемата на двуполупериоден токоизправител. Напрежението върху диодите постъпва в противофаза: двата диода се отпушват последователно. В общата верига, където токовете през диодите се събират, непрекъснато тече ток, съдържащ постоянна съставляща. Тези процеси се илюстрирани

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 параболa, но характеристиката е необходимо да се апроксимира с израз 6.28

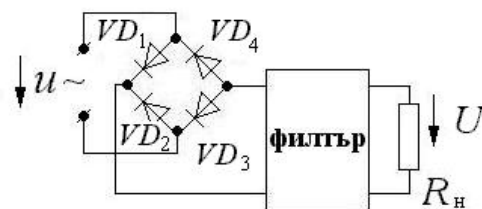


фиг. 6.17

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

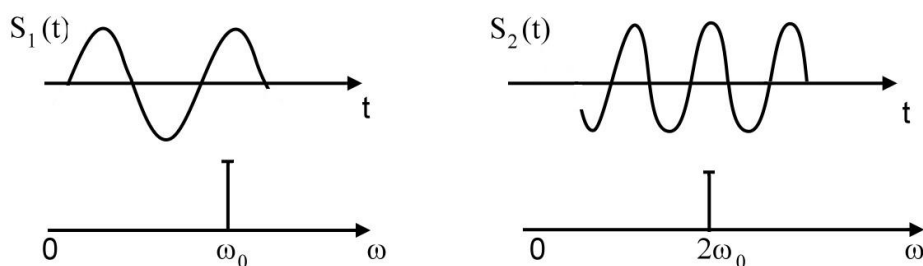
При *умножението на честота* на входа на нелинейния преобразувател се подава сигнал с честота ω_0 , а на изхода трябва да се получи сигнал с честота $n\omega_0$, където n е всяко цяло положително число, т.е. ако

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

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

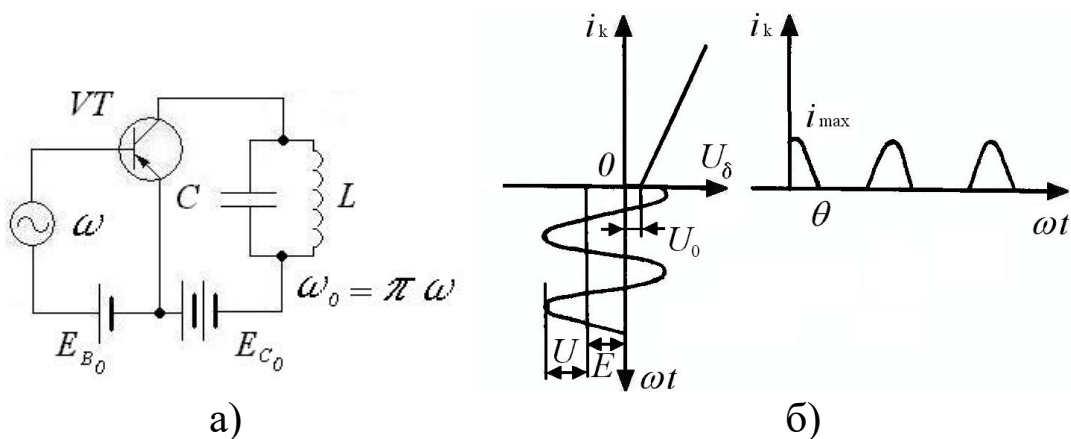
Умножението на честотата се използва в различни електронни и комуникационни апаратури. Например, стабилността на носещата честота в радиопредавателите трябва да бъде твърде висока. За стабилизация на тази честота в задаващите генератори се използват кварцови резонатори. Резонансната честота и дебелината 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 стабилизирани 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

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

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 избирателна 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.

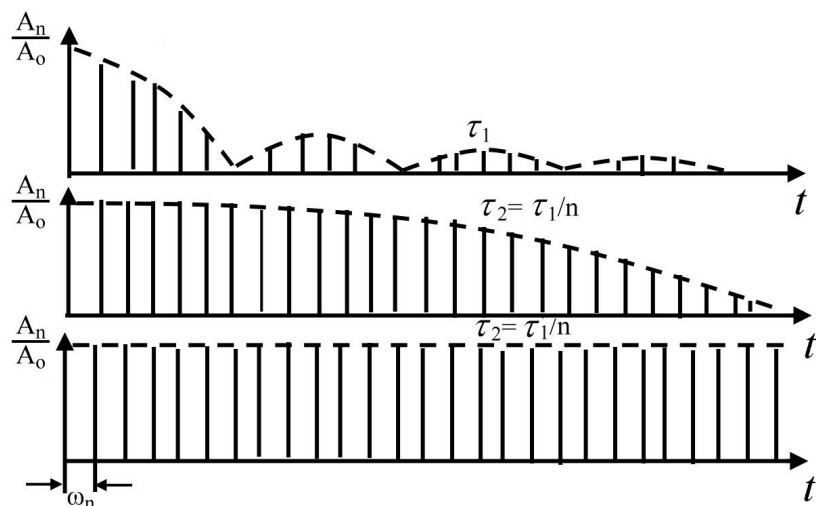
При необходимост от умножение на честотата повече пъти се използват други методи. Нека разгледаме спектралния състав на периодична последователност от правоъгълни импулси $S(t)$ зададен с израза:

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

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 повисок 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 n на хармоничните. Ако $n \pi \ll 1$, то $\sin n \pi \frac{\tau}{T_n} \approx n \pi \frac{\tau}{T_n}$ и амплитудите на хармоничните ще се определят от равенството:

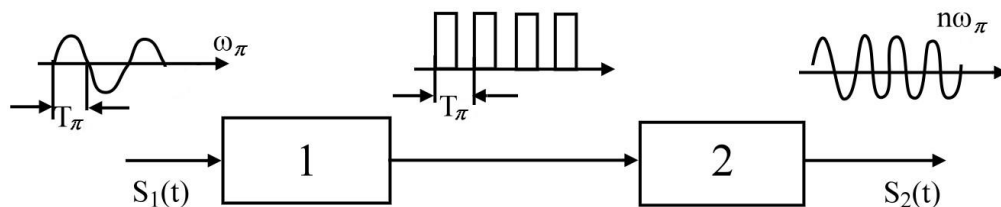
$$A_n \approx \frac{2 A \tau}{T_n} \quad (6.34)$$

и практически не намаляват при увеличаване на n .



фиг. 6.22

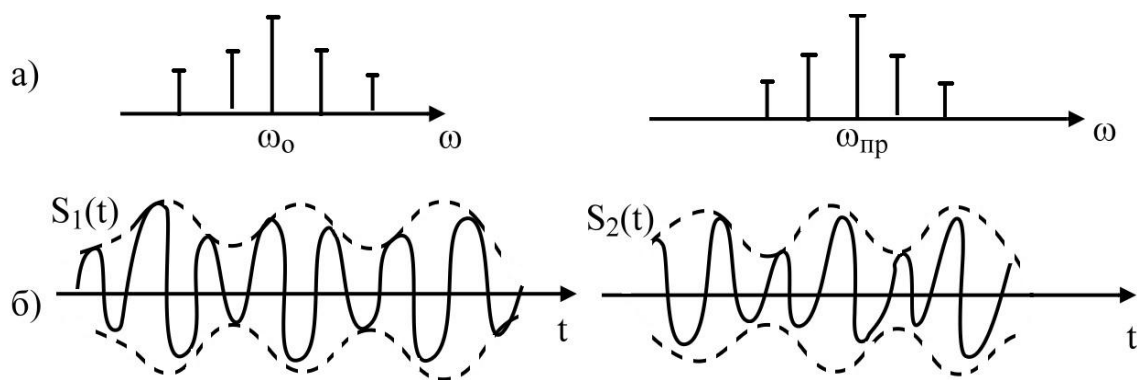
Схемата за умножение на честотата повече от 2-3 пъти (фиг. 6.23) трябва да съдържа нелинейно стъпало за формиране на импулсите 1, с помощта на което синусоидалния сигнал със зададена честота се превръща в периодична последователност от правоъгълни импулси със същата честота на повторение (виж фиг. 6.22) 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.

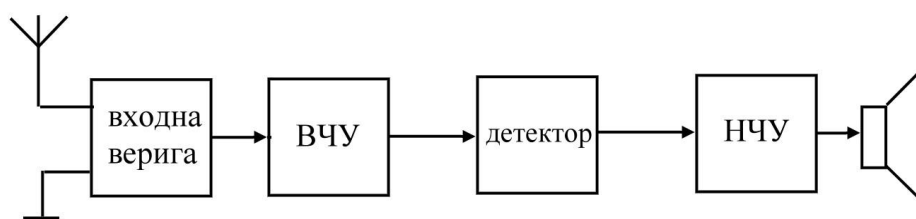
Задачата за транспониране на спектъра се заключава в преместване на целия спектър на даден сигнал по честотната ос. При това преобразуване съотношенията между комплексните амплитуди на съставлящите на спектъра трябва да останат постоянни. Благодарение на това обвивката на преобразувания сигнал и неговата фаза повтарят обвивката и фазата на входния сигнал (фиг. 6.24 б), т.е. ако $S_I(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)]$, то $S_I(t) = kA(t) \cos[\omega_{np} t + \theta(t)]$.



фиг. 6.24

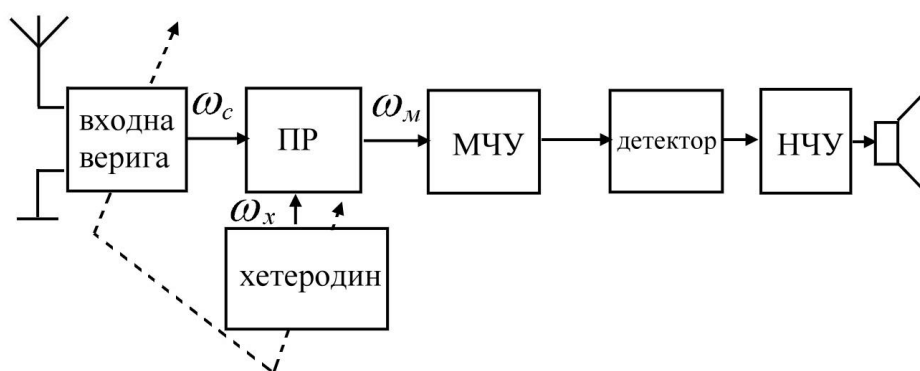
Да разгледаме целесъобразността от използването на транспониране на спектъра при приемане на радиосигнали.

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 резонансния 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

Блоковата 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 усиление 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 усиление и избираност, която се реализира при постоянна междинна честота. В МЧУ могат да се прилагат сложни резонансни системи, което осигурява добра избираност при сравнително голямо усиление.

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 усиление.

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 съставлящи. 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 съставляща, първа и втора хармонична на честотите на сигнала и честотите на хетеродина. Шестата съставляща има вида:

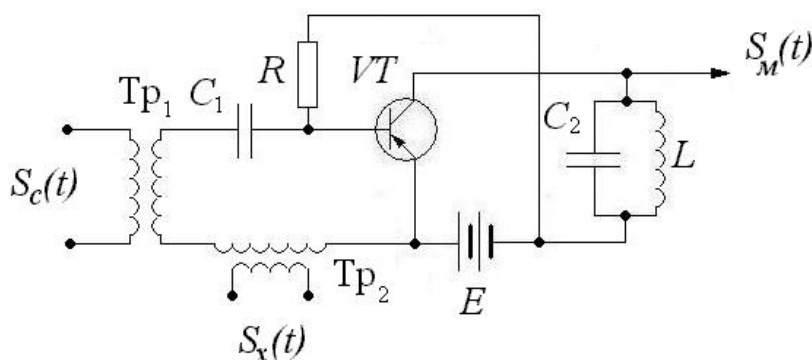
$$\begin{aligned} 2a_2 S_c S_x &= 2a_2 A(t) \cos(\omega_c t + \theta) A_x \cos \omega_x t = \\ &= a_2 A(t) A_x \cos[(\omega_c - \omega_x)t + \theta] + a_2 A(t) A_x \cos[(\omega_c + \omega_x)t + \theta] \end{aligned} \quad (6.39)$$

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 съставлящи 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 обвиващата на преобразувания сигнал повтаря с точност до постоянен множител обвиващата 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 съставляща 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 получения 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 $S_{np} = a_2 A_x$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Койчев, К., С. Садинов, Сигнали и системи. АМИ Габрово, 2010.
2. Койчев, К. Теория на сигналите. ТУ – Габрово, 1998.
3. Ненов, Г. Теория на сигналите. С., Техника, 1990.
4. Ненов, Г.Д. Сигнали и системи. ТУ – София, 1995.
5. Куцаров, С. Пасивни LC и RC схеми. С. Техника, 1980.
6. Бичев, Г. Многоканални цифрови съобщителни системи. С. Техника, 1980.
7. Баскаков, В. Радиотехнически цепи и сигналы. М. Высшая школа, 1983.
8. Халачев, В., Г. Стоянов. Теория на сигналите. С. Техника, 1980.
9. Фердинандов, Е. Сигнали и системи, ч. I и ч. II. С. Сиела, 1999.
10. Oppenheim A., A. Willsky, Signals and Systems. Prentice Hall Int., 1996.
11. Balmer L., Les Balmer, Gisele Atterberry. Signals and Systems. Prentice Hall Int., 2001.