

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 носещ 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 љглова 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 љгъл*.

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 въздействува.

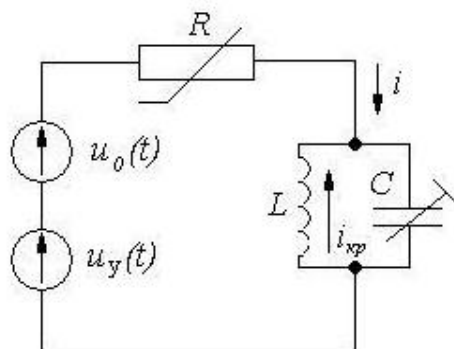
Микровълновите (СВЧ) комуникации и тези за обмен на данни, разширяват приложението на методите за модулация с предаване на *цифрово кодирани нива и фази*. Използва се така наречената векторна модулация, която включва две ортогонални квадратурни (Q) компоненти. Използват се и два вида модуляции – амплитудна – 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 нелинейният 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

$$\begin{aligned}
 i_{кр.} &= a_1 U_0 \cos \omega_0 t + 2a_2 U_0 U_y \cos \omega_0 t \cos \Omega t = \\
 &= a_1 U_0 \left(1 + \frac{2a_2}{a_1} U_y \cos \Omega t \right) \cos \omega_0 t
 \end{aligned}
 \tag{5.8}$$

Ако се положат

$$a_1 U_0 = I_0 \qquad \frac{2 a_2}{a_1} U_y = m
 \tag{5.9}$$

получава се израз за тока на амплитудно-модулираното трептение

$$i_{кр.} = i_{AM}(t) = I_0 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t
 \tag{5.10}$$

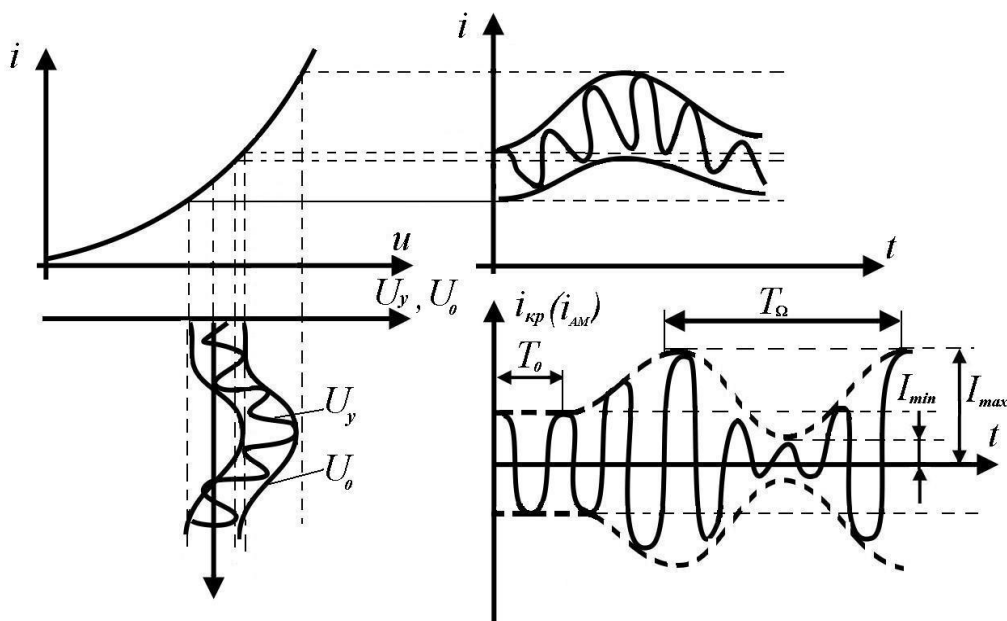
В 5.10 m се нарича *коэффициент на амплитудната модулация*.

Горепосочения начин за получаване на амплитудно модулирани трептения е илюстриран графически на фиг. 5.2. От същата фигура може да се определи коэффициента на амплитудна модулация m .

$$m = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}}
 \tag{5.11}$$

В практическите случаи коэффициентът 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

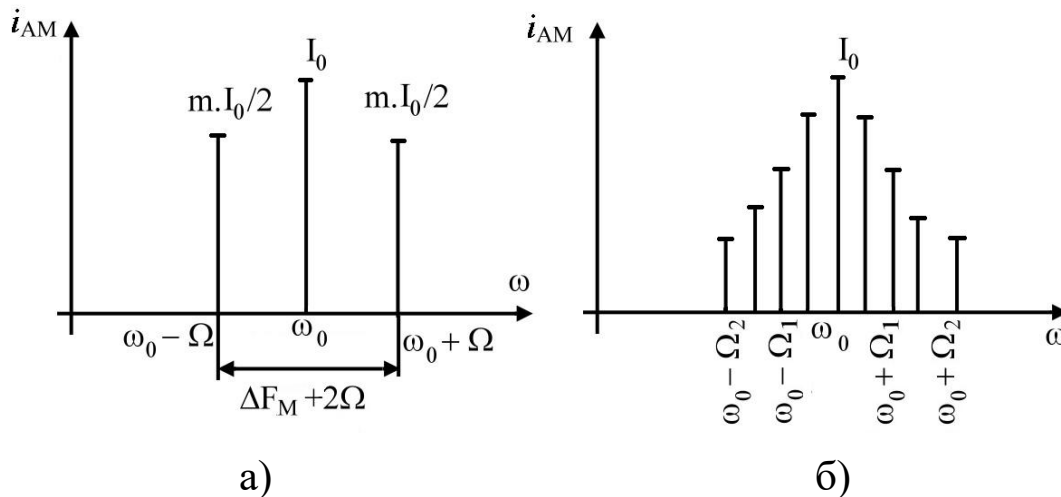
Ако изразът в 5.10 се развие се установява, че амплитудно модулираното трептение съдържа съставки с три честоти:

$$i_{AM}(t) = I_0 \cos \omega_0 t + \frac{m I_0}{2} \cos (\omega_0 - \Omega) t + \frac{m I_0}{2} \cos (\omega_0 + \Omega) t \quad (5.12)$$

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 $4\,500\text{ Hz}$. Следователно, за нормалната работа на една радиостанция е необходима честотна лента с широчина 9 kHz .

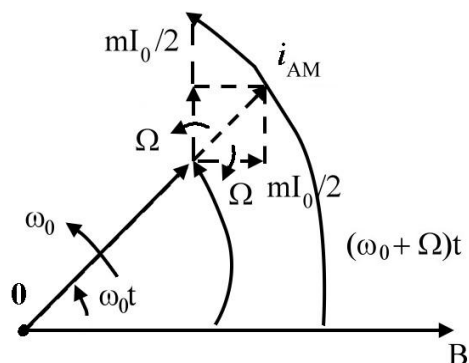


фиг.5.3

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 трептене 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

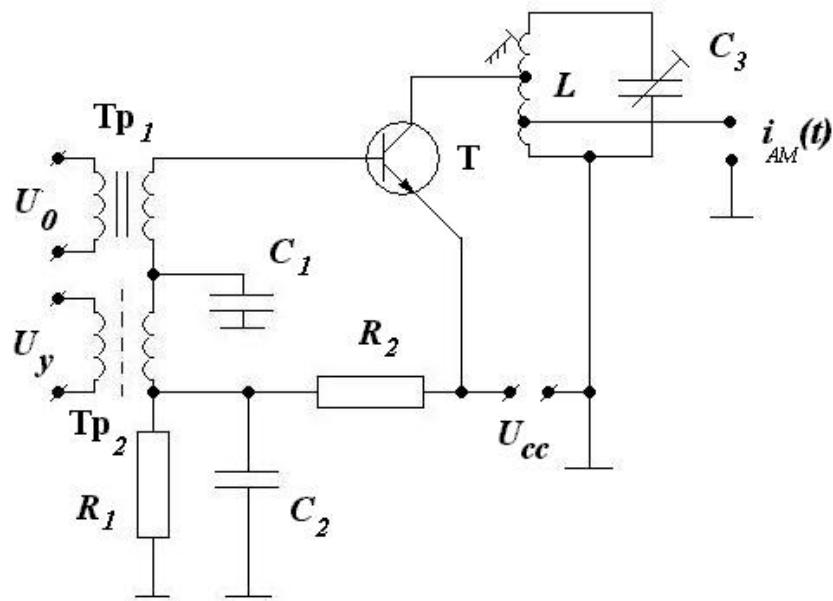
$$P_{CP T_\Omega} = \frac{1}{T_\Omega} \int_0^{T_\Omega} P_0 (1 + m \cos \Omega t)^2 dt = P_0 \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad (5.22)$$

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 $i_{cc}=f(u_{в})$. 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.