

5.3. Сигнали с ъглова модулация

Ъгловата модулация се характеризира с изменение на пълния фазов ъгъл на носещото трептение 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

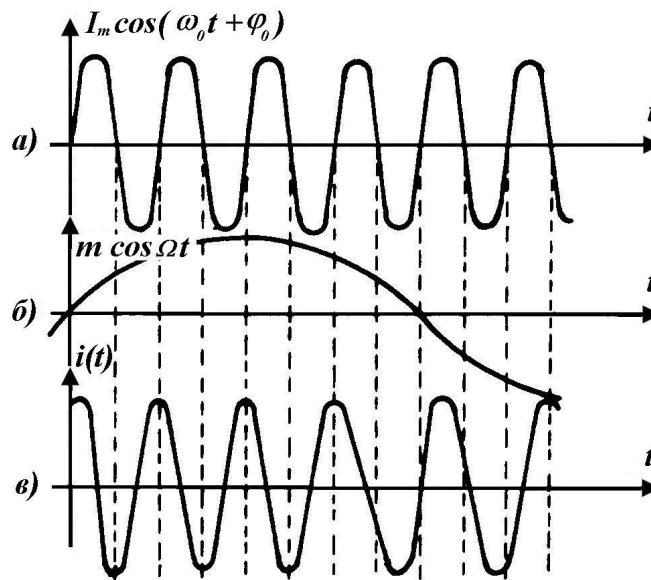
$$\begin{aligned} i(t) &= I_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + k i_\Omega) = \\ &= I_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + m_\varphi \cos \Omega t) \end{aligned} \quad (5.27)$$

Величината

$$m_\varphi = k I_\Omega \quad (5.28)$$

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 $\omega_1(t) = k i_\Omega$.

Сигналят 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

$$\begin{aligned} i(t) &= I_m \cos \int (\omega_0 + k I_\Omega \cos \Omega t) dt = I_m \cos \left(\omega_0 t + \varphi_0 + \frac{k I_\Omega}{\Omega} \sin \Omega t \right) = \\ &= I_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + m_f \sin \Omega t) \end{aligned} \quad (5.31)$$

В горният израз

$$m_f = \frac{k I_\Omega}{\Omega} \quad (5.32)$$

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 модулирания сигнал) и *честотата*. При честотната модулация девиацията на честотата *не зависи* от Ω .

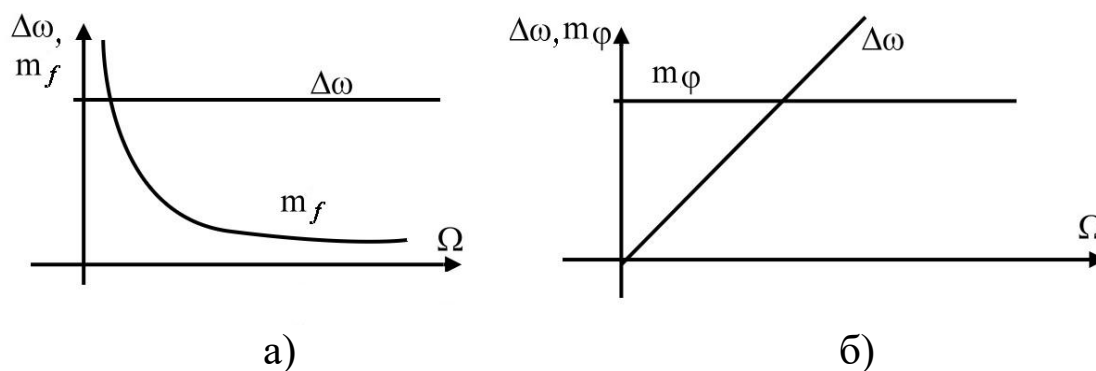
В таблица 5.1 са съпоставени някои свойства на ЧМ и ФМ при наличието на хармоничен модулиращ сигнал

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

$$i(t) = I_0 \left[\begin{matrix} \cos(m_f \sin \Omega t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \\ - \sin(m_f \sin \Omega t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \end{matrix} \right]. \quad (5.39)$$

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

$$F_{\text{ЧМ}} \approx 2 \Omega (m_f + 1) \quad (5.40)$$

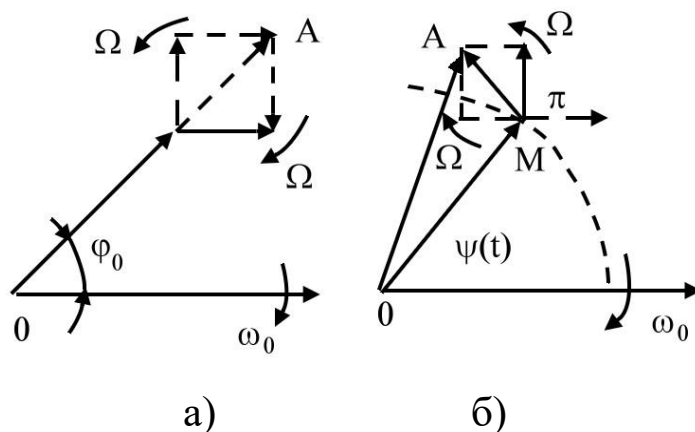
Абсолютно същият резултат се получава и в случай на ФМ сигнали.

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:

$$i(t) = I_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \frac{m_f I_0}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0] + \frac{m_f I_0}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0] \quad (5.41)$$

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 резултатният вектор ОА има променлива начална фаза. Тъй като върху вектора на носещото трептене 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

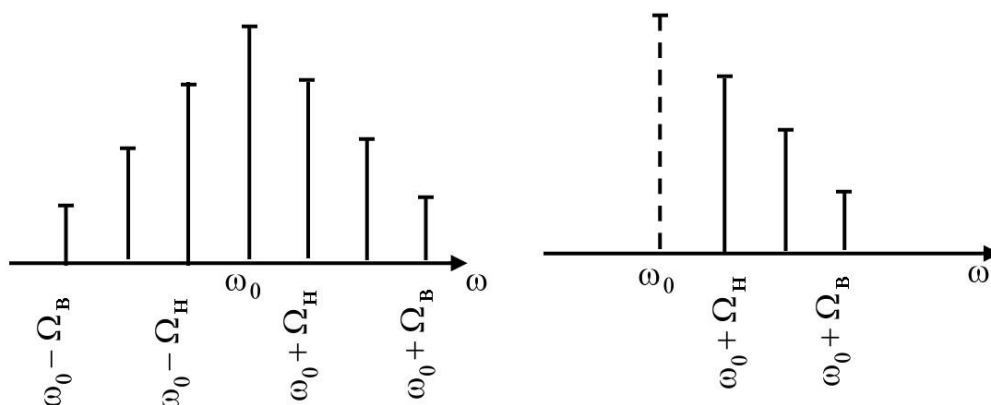
спрямо ОМ ще се променя не само неговото местоположение, но и неговата дължина. За случая от фиг. 5.8 б) това е частта от вектора ОА над мислената окръжност. При промяна на дължината на модулирания вектор се казва, че имаме *паразитна амплитудна модулация*, която е основен недостатък на ЧМ и ФМ сигнали.

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.

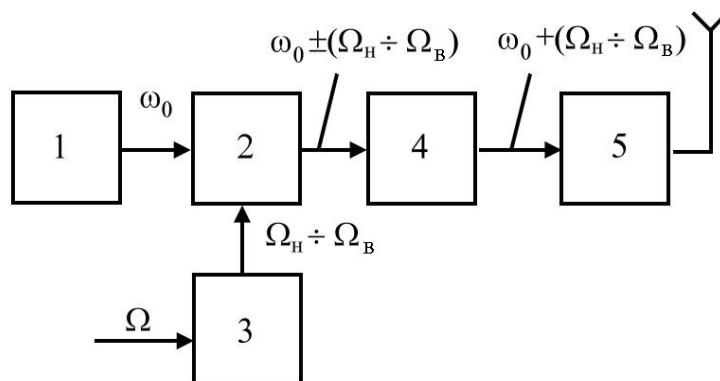


фиг. 5.9

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 модулирания 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 балансния 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 трептение *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) 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.

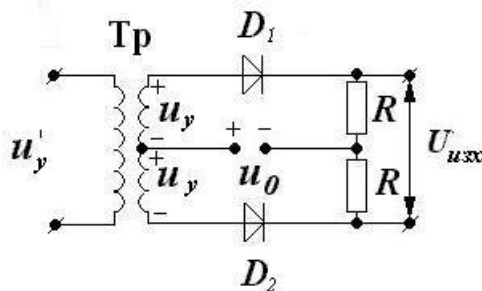
Еднолентовата модулация има следните *недостатъци*:

- 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 точки.

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.

$$u_{изх} = i_1 R - i_2 R = 2 R (a_1 u_y + 2 a_2 u_0 u_y) \quad (5.43)$$

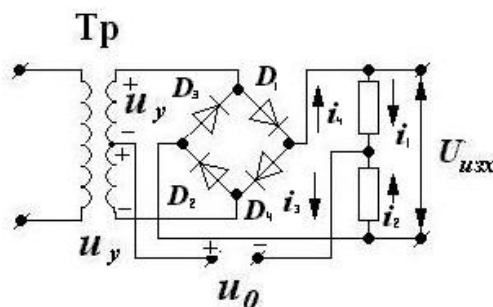
Ако се вземе под внимание 5.4 може да се установи, че изходното напрежение съдържа съставки с честоти Ω , $\omega_0 - \Omega$ и $\omega_0 + \Omega$. Чрез трептящ кръг, настроен на честотата ω_0 могат да се отделят последните две, т.е. двете странични честоти на балансно модулираното трептене.

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 модулятора 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:

$$\begin{aligned} u'_{изх} &= 2 R (a_1 u_y + 2 a_2 u_0 u_y) \\ + u''_{изх} &= 2 R (-a_1 u_y + 2 a_2 u_0 u_y) \\ \hline u'_{изх} + u''_{изх} &= 8 R a_2 u_0 u_y \end{aligned} \quad (5.44)$$

Спектърът на полученото колебание съдържа само двете странични честоти, без носещото трептене. Изразът 5.44 важи и при

апроксимиране на волт-амперната характеристика на диодите с полином от трета степен.



фиг.5.12

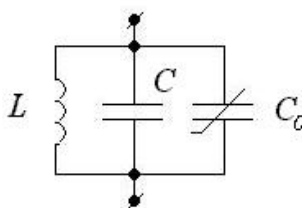
Съществува и амплитудна модулация, при която едната от страничните ленти се излъчва изцяло, а другата, (обикновено съответства на ниските честоти), се излъчва само *отчасти*. Такава система за радиоразпръскване се нарича предаване с частично подтисната странична лента (SSBSC) и намира приложение в телевизията 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.

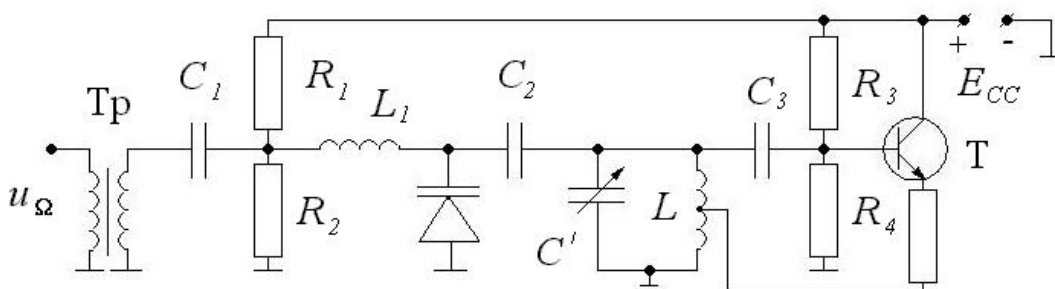
Чрез математически анализ се получават следните зависимости между относителното изменение на честотата и измененията на L и C .

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L} ; \quad \frac{\Delta \omega}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C + C_0} \quad (5.47)$$

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 вариакпа. 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.

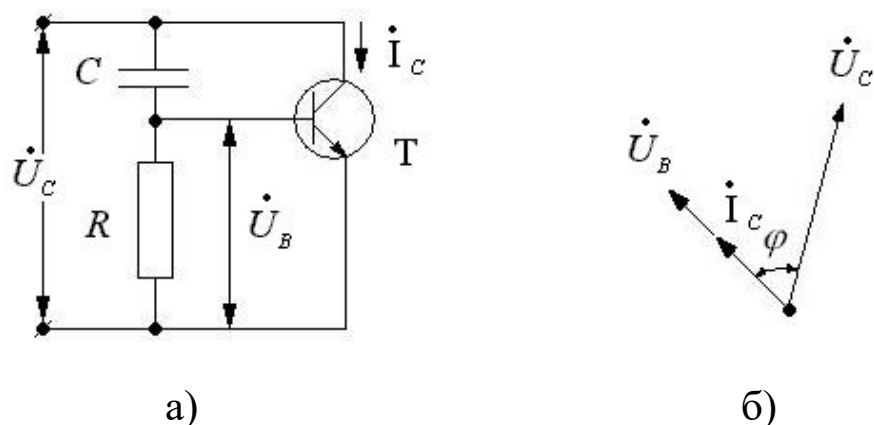
Разгледания модулатор има голямо приложение в *радиотелефонията*. Получените ЧМ трептения се вземат от трептящия кръг по подходящ начин, т.е. така, че да не се влошават много неговите характеристики.

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).

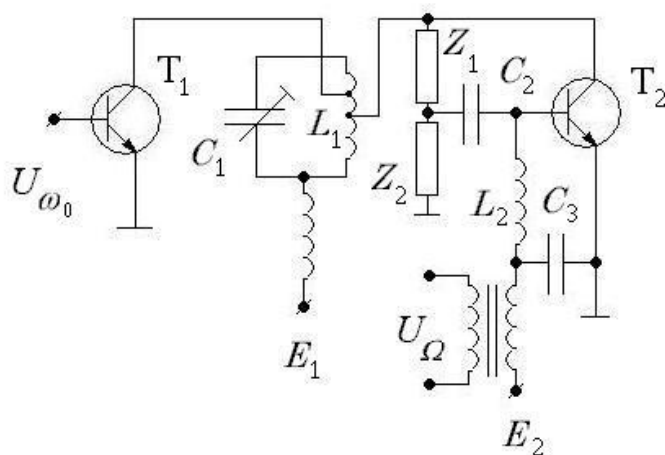
Названието на схемата, (стъпалото), отразява реактивния характер на съпротивлението между колектора и емитера на транзистора T . Това е елементарно стъпало с реактивна обратна връзка, при която фазата на хармоничното трептение на изхода се завърта на 90° или 270° спрямо входното. Реактивния характер 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 T 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 T 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.



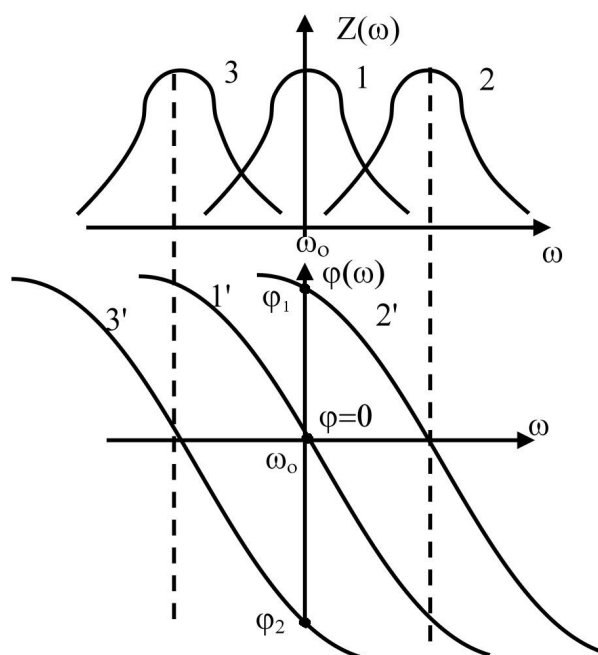
фиг. 5.16

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.

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'.



фиг. 5.17

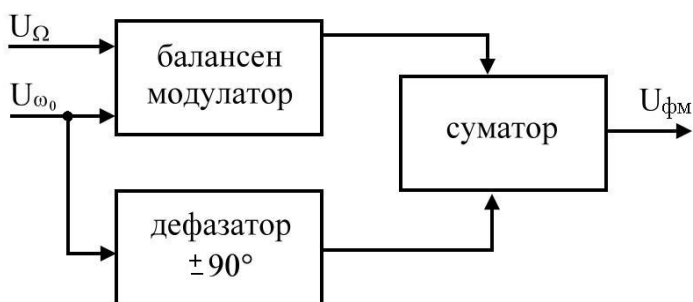
Установява се, че при липса на сигнал кръгът е настроен и фазовият ъгъл φ е равен на нула. При наличие на сигнал ъгълът има стойност различна от нула. За посочените два случая стойностите са съответно φ_1 и φ_2 . По този начин се постига изменение на фазовия ъгъл в зависимост от управляващия сигнал.

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

$$\operatorname{tg} \varphi \approx -2 Q \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \quad (5.49)$$

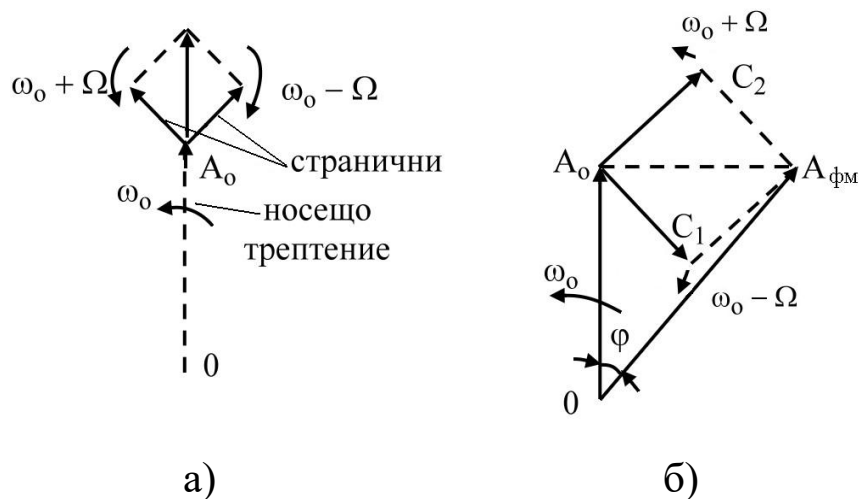
Модулираните трептения няма да се изкривени, ако ъгълът зависи линейно от управляващия сигнал U_{Ω} . Това се постига при малки изменения на φ (до 20-30°).

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 .