

## Смесители

Преди бяха разгледани устройства, в които се „смесват“ два сигнала, за да се получи сигнал с желаната честота, равна на сумата или разликата от честотите на двата сигнала. В суперхетеродинния радиоприемник, изобретен от Армстронг, най-напред е било използвано смесително стъпало (което той нарекъл „първи детектор“) за преобразуване на входния високочестотен сигнал в сигнал с по-ниска честота, наречена междинна честота.

Всяко нелинейно устройство може да се използва като смесител — тук нелинейността е необходима за получаване на честоти, които липсват в спектъра на входния сигнал. Поради това за смесители могат да се използват диоди, биполярни и полени транзистори или дори наситени дросели (нелинейни бобини). Изборът на смесителен елемент при проектирането зависи от съображенията за получаване на необходимите усилване (или загуби), коефициент на шума, устойчивост и динамичен обхват и от възможното генериране на трептения с нежелана честота, които предизвикват изкривявания вследствие на интермодулация и кръстосана модулация.

В тази глава са разгледани главно смесители за радиоприемници. Трябва обаче да се обърне внимание и върху това, че смесителите се използват също и за преобразуване на честота в предавателите и в различните апаратури. Изложената по-долу теория на смесителите може да се приложи също и за някои модулатори и демодулатори, разгледани по-нататък.

### 7.1. Класическа теория на смесителите и спектрален анализ

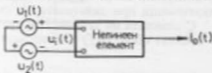
На фиг. 7.1 е показана опростена схема на смесител. Той представлява нелинеен елемент, на който се подават две входни напрежения  $[u_1(t) \text{ и } u_2(t)]$  с различни честоти ( $f_1$  и  $f_2$ ). Ако елементът беше идеално линеен, изходното напрежение (или изходният ток) щеше да съдържа само съставки с честоти  $f_1$  и  $f_2$ . Характерът на нелинейността на елемента обуславя какви други честоти ще бъдат създадени. В най-общия случай връзката между входния и изходния сигнал може да се изрази чрез ред на Тейлор:

$$i_o(t) = I_0 + a u_i(t) + b [u_i(t)]^2 + c [u_i(t)]^3 + \dots, \quad (7.1)$$

където  $I_0$  е изходният ток на покой, а  $u_i(t)$  представлява сума от всички входни сигнали. Ако входният сигнал има една честота, то поради нелинейността на елемента на изхода ще се появят хармонични трептения на тази честота, които ще променят постояннотоковата съставка (вж. задача 7.1.1). Ако входното напрежение съдържа няколко съставки с различни честоти, ще бъдат създадени нови трептения с честоти, равни на сумата и разликата от честотите на входните напрежения, а така също и техни хармоници (вж. задача 7.1.2).

Трептенията със сумарна и разликова честота, изразени чрез повдигнатия на втора степен член в уравнение (7.1), се наричат *интермодулационни продукти от втори порядък*, а трептенията, изразени чрез члена, повдигнат на трета степен — *продукти от трети порядък*.

Идеален елемент за смесител е този с *квадратична характеристика*, тъй като при него



Фиг. 7.1. Нелинеен елемент, използван като смесител

се получават пай-малък брой нежелани честоти. Ако елементът има предавателна характеристика

$$i_s(t) = au_s(t) + b[u_s(t)]^2, \quad (7.2)$$

а входният сигнал е

$$u_s(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t, \quad (7.3)$$

то изходният ток става

$$i_s(t) = aU_1 \cos \omega_1 t + aU_2 \cos \omega_2 t + bU_1^2 \cos^2 \omega_1 t + bU_2^2 \cos^2 \omega_2 t + 2bU_1 U_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t. \quad (7.4)$$

Напреженията, изразени чрез първите два члена на (7.4), не представляват интерес за изясняване на действието на смесителя освен това, че при един реален смесител може да се наложи тяхното филтриране. След използване на тригонометричното равенство

$$bU_1^2 \cos^2 \omega_1 t = \frac{b}{2} U_1^2 (1 + \cos 2\omega_1 t)$$

се вижда, че третият и четвъртият член представляват постояннотокова състава<sup>ВК</sup> и втори хармоници на входния сигнал. Последният член на (7.4), наричан член на *продукта на смесването*, съдържа желания изходен сигнал, т. е.

$$2bU_1 U_2 \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t = bU_1 U_2 [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t]. \quad (7.5)$$

Трябва да се отбележи, че амплитудите на съставките със сумарна и разликоча честота са пропорционални на произведението от амплитудите  $U_1$  и  $U_2$  на входния сигнал.

Обикновено в смесителите, използвани в радиоприемниците, е желана само съставката на изходното напрежение с разликоча честота. Изходните напрежения с първоначалните честоти, техните хармоници и напреженията със сумарна честота трябва да се премахнат чрез филтриране или по друг начин. Преди да бъде разглеждана конкретна схема, ще се даде общо математическо описание на спектралния анализ на изходния сигнал на смесителя. Това е желателно, тъй като подходът, използван в предишната точка, би бил твърде труден, ако се приложи и за модулирани входни сигнали и нелинейности от висок порядък. Едно графическо изразяване на интеграла на конволюцията осигурява относително лесен начин за изчисляване на амплитудата и фазата на всички съставки, възникващи при действието на смесителя.

С помощта на теорията за трансформациите на Фурие една функция на времето  $f(t)$  и нейният образ  $G(f)$  в честотната област са свързани чрез изразите [1]:

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) e^{j2\pi ft} df, \quad (7.6)$$

$$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j2\pi ft} dt. \quad (7.7)$$

Сега, ако  $G_0(f)$ ,  $G_1(f)$  и  $G_2(f)$  са образи при трансформацията на Фурие съответно на  $f_0(t)$ ,  $f_1(t)$  и  $f_2(t)$  и ако

$$f_0(t) = f_1(t) \cdot f_2(t), \quad (7.8)$$

то от теоремата за конволюцията следва, че

$$G_0(f) = \int_{-\infty}^{\infty} G_1(\lambda) \cdot G_2(f - \lambda) d\lambda, \quad (7.9)$$

където  $\lambda$  е фиктивна честотна променлива. Въпреки че решаването на интеграла (7.9) може да се окаже много трудно, в най-общ случай то може да се извърши лесно графически за задачи, които включват дискретни честоти.

Нека за пример на графическа конволюция  $f_1(t)$  и  $f_2(t)$  да са дадени с изразите

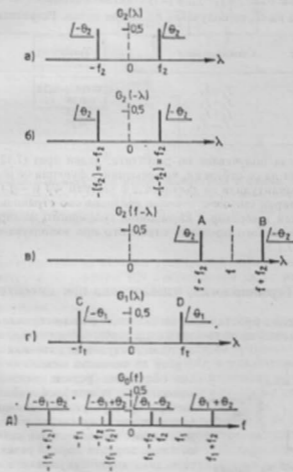
$$f_1(t) = \cos(\omega_1 t + \theta_1), \quad (7.10)$$

$$f_2(t) = \cos(\omega_2 t + \theta_2). \quad (7.11)$$

Чрез използване на едно тригонометрично равенство може да се намери, че функцията-произведение е

$$f_d(t) = f_1(t) \cdot f_2(t) = \frac{1}{2} \{ \cos [(\omega_1 + \omega_2)t + (\theta_1 + \theta_2)] + \cos [(\omega_1 - \omega_2)t + (\theta_1 - \theta_2)] \}. \quad (7.12)$$

Същият резултат се получава чрез графическа конволюция на фиг. 7.2. Спектърът на  $G_2(\lambda)$ , Фурьеровият образ на  $f_2(t)$ , е показан на фиг. 7.2а като две импулсни функции с честоти



Фиг. 7.2. Илюстрация на графическа конволюция

а — спектър на  $f_2(t) = \cos(\omega_2 t + \theta_2)$ ; б — инвертиран спектър на  $f_2(t)$ , получен чрез „огъване“ или инвертиране на съставките от а по отношение на вертикалната ос; в — спектърът на  $G_2(-\lambda)$  в пренесени координати със стойността на променливата  $f$ , за да се получи спектърът на  $G_2(f-\lambda)$ , показан във в; г — спектър на  $f_1(t) = \cos(\omega_1 t + \theta_1)$ ; д — спектър на произведението  $f_d = f_1(t) \cdot f_2(t)$

$\pm f_2$ . Импулсите имат площ или тегла 0 и такива фазови ъгли, каквито са показани на схемата (вж. задача 7. 1. 3). За да се получи спектър на  $G_2(-\lambda)$  както на фиг. 7.2б, всички съставки на  $G_2(\lambda)$  се инвертират (обръщат) или се „сгъват“ по отношение на първоначалните, т. е. всяка съставка се явява с честота, противоположна по знак на първоначалната. Спектърът на  $G_2(f-\lambda)$ , показан на фиг. 7.2в, е получен чрез преместване на спектър на  $G_1(-\lambda)$  надясно с величината  $f$ , която може да бъде избрана произволно. Умножаването на спектъра на  $G_2(f-\lambda)$  с този на  $G_1(\lambda)$  (показан на фиг. 7.2г) дава спектъра на  $G_0(f)$  в съгласие с интеграла на конволюцията (7.9). Интегрирането от  $-\infty$  до  $+\infty$  може да се извърши лесно, защото двата спектъра в произведението съдържат само теглови импулси и функции и член-произведение ще съществува само ако линиите в двата спектъра съвпадат. За спектрите, показани на фиг. 7.2в и г,  $G_0(f)=0$ , защото  $f$  беше избрана така, че да няма линии в двата спектъра, които да съвпадат.

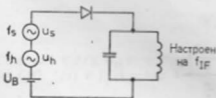
Нека сега  $f$  се понижи. В резултат на това линиите на фиг. 7.2в ще се преместят наляво, докато линията  $A$  съвпадне с линията  $D$  от спектъра на  $G_1(\lambda)$ . Сега интегрирането върху цялата ос  $\lambda$  ще даде стойност за  $G_0(f)$ , която представлява произведение от двете импулсни функции  $A$  и  $D$  — произведение от техните тегла и сума от техните ъгли. Стойността на  $f$  при това ще бъде  $f=f_1+f_2$ , а резултатната стойност на  $G_0$  е  $0,25(\theta_1+\theta_2)$ . Другите линии в спектъра на  $G_0$  се получават по същия начин. Резултатите са следните:

Линии, които съвпадат	Стойност на $f$	Тегло	Фаза
$A-D$	$f_1+f_2$	$0,5 \cdot 0,5 = 0,25$	$\theta_1+\theta_2$
$B-D$	$f_1-f_2$	0,25	$\theta_1-\theta_2$
$A-C$	$-f_1+f_2$	0,25	$-\theta_1+\theta_2$
$B-C$	$-f_1-f_2$	0,25	$-\theta_1-\theta_2$

Описаният начин за получаване на резултата, даден чрез (7.12), може да изглежда твърде дълъг. (Трябва да се отбележи, че временните функции се получават от спектрите чрез прибавяне на амплитудите на съставките с честоти  $+f$  и  $-f$ .) Въпреки това обаче, ако  $f_1(t)$  беше модулиран сигнал с няколко съставки със странични честоти и ако  $f_2(t)$  беше сигнал от местен генератор с хармоници, графичното намиране на резултатния спектър би се оказало много по-лесно, отколкото при използването на други методи (вж. задачи 7.1.4 и 7.1.5).

## 7.2. Терминология, използвана при смесителите

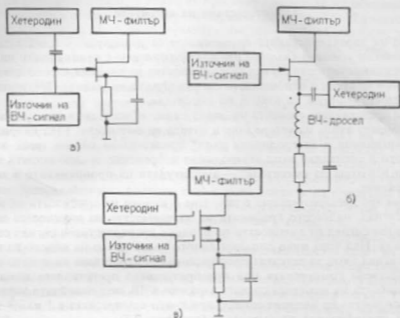
На фиг. 7.3 е показана проста схема на смесител с несиметричен изход. Тук един диод е свързан последователно на източник на високочестотен сигнал, местен генератор (хетеродина), захранващ източник и трептящ кръг,



Фиг. 7.3. Проста схема на диоден смесител

настроен на желаната междинна честота. Този смесител обаче има редица недостатъци. Той има: а) относително голям коефициент на шума, б) загуби при преобразуването (мощността на изходния междинночестотен сигнал е по-малка от мощността на входния високочестотен сигнал), в) нелинейност от висок порядък поради рязката извивка на характеристиката при отпусването на диода, г) липса на изолация между хетеродина и източника на високочестотен сигнал (по този начин се увеличава вероятността от захранване на приемната антена със сигнал от хетеродина) и д) относително голям изходен ток с хетеродина честота, който може да претовари входното стъпало на междинночестотния усилвател.

На фиг. 7.4 са показани принципните схеми на три смесителя с несиметричен изход, осъществени с полеви транзистори. На фиг. 7.4а сигналът от хетеродина се подава направо на гейта на полевия транзистор заедно с високофреkwентният сигнал. Сравнен с диодния смесител, той осигурява усилване при преобразуването и има по-малък коефициент на шума. При него нелинейностите от висок порядък са по-малки поради обстоятелството,



Фиг. 7.4. Смесители с несиметричен изход, осъществени с полеви транзистори

*а* — смесител, осъществен с полеви транзистор с регулируем PN преход (високофреkwентният сигнал и сигналът от хетеродина се подават на гейта); *б* — смесител, осъществен с полеви транзистор с регулируем PN преход (сигналът от хетеродина се подава на сорса); *в* — смесител, осъществен с двуетнон MOS-транзистор (високофреkwентният сигнал и сигналът от хетеродина се подават съответно на първия и втория гейт)

че предавателната характеристика на полевия транзистор е приблизително квадратична. Вместо полеви транзистор с регулируем PN преход може да се използва биполярен транзистор с цел да се получи по-голямо усилване. Тогава обаче се увеличават значително съставките от трети порядък.

На фиг. 7.4б е показана схема с намалено взаимно влияние между източника на високофреkwентен сигнал и хетеродина. Тук обаче е необходима по-голяма мощност от хетеродина, защото сорсът (или емитерът в случай на биполярен транзистор) има малък импеданс. В смесителя, чиято схема е показана на фиг. 7.4в, е използван MOS-транзистор с два гейта с цел да се осигури по-слабо влияние между източника на високофреkwентен сигнал и хетеродина. Тук обаче коефициентът на усилване е по-малък от този на смесителя, осъществен с полеви транзистор с регулируем PN преход.

При *балансирания смесител с несиметричен изход* се използват два (или повече) нелинейни елемента. При него хетеродинният или високофреkwентният сигнал се подава както в двутактен режим, така че този сигнал и неговите нечетни хармоници не се появяват на входа на МЧУ. Това опростява проблема за филтрирането на нежеланите продукти от смесването (вж. фиг. 7.6а).

За сметка на по-усложнената схема при *двойно балансирания смесител* както високофреkwентният сигнал, така и сигналът от хетеродина се подават на различни входове в двутактен режим, така че нито един от двата сигнала не се появява на изхода на смесителя,

т. е. сигналът от хетеродина не се появява на входа на МЧУ или на клемите на източника на високочестотен сигнал и т. н. При тези смесители са необходими по-добре балансирани входен и изходен трансформатор и по-внимателно съгласуване на характеристиките на активните елементи. Двойно балансираните диодни смесители ще бъдат разглеждани в следващата точка.

### Характеристики на смесителя

За описване на характеристиките на смесителя се използват следните термини:

*Коефициентът на усилване (загуби) при преобразуването* е отношението на мощността на изходния междинночестотен сигнал към мощността на входния високочестотен сигнал.

*Коефициентът на шума* е отношението сигнал/шум на сигналния (ВЧ) вход, разделено на отношението сигнал/шум на изхода на смесителя.

*Изолацията* представлява степеня на „пропускането“ на сигнал или „утечката“ между двата входа и между входа на хетеродина и изхода на смесителя. Така например „изолацията между сигналния и хетеродинния вход“ представлява количествено амплитудата на проникналото в сигналния вход хетеродинно напрежение, а „изолацията между хетеродинния вход и изхода на смесителя“ — амплитудата на проникналото в изхода хетеродинно напрежение.

*Компресията при преобразуването* е свързана с нивото на мощността на входния високочестотен сигнал, над което графиката на зависимостта на мощността на изходния междинночестотен сигнал от мощността на входния високочестотен сигнал се отклонява от правата линия. Над това ниво допълнителното увеличаване на нивото на входния високочестотен сигнал няма за резултат пропорционално нарастване на нивото на изходния сигнал. Количествено компресията при преобразуването представлява намалението на нивото на мощността на изходния сигнал, изразено в dB, под линейната характеристика. Обикновено мощността на входния сигнал, при която компресията е 1 или 3 dB, се дава в техническата спецификация на смесителя (вж. фиг. 7.5).



Фиг. 7.5. Илюстрация на дефинициите от терминологията, свързана с характеристиките на смесителя

*Динамичният обхват* е амплитудният обхват на входните високочестотни сигнали, в който смесителят може да работи без влошаване на характеристиките си. Той се определя от нивото на компресията при преобразуването и от коефициента на шума на смесителя.

*Интермодуляционните изкривявания от трети порядък на два сигнала* представляват степеня на изкривяванията от трети порядък, които се дължат на наличието на втори

приет сигнал на високочестотния вход. Математически изкривяванията от трети порядък се дефинират чрез съставките с честоти  $2f_2 - f_1 \pm f_c$ , където  $f_1$  е честотата на желания входен сигнал, а  $f_2$  — честотата на втория входен сигнал. Обикновено колкото е по-голяма компресията при преобразуването или колкото по-високо е разположена точката на пресичането (фиг. 7.5) на смесителя, толкова по-голямо потискане на продуктите от трети порядък се получава.

Точката на пресичане е тази, в която се пресичат графиките на основната характеристика и на смушчаващите продукти от трети порядък (вж. фиг. 7.5). Тя често се използва за определяне на потискането на интермодулационните изкривявания от трети порядък на два сигнала. Колкото по-високо е разположена точката на пресичане, толкова по-голямо ще бъде потискането на продуктите от трети порядък.

Намалвяването на чувствителността представлява компресията на сигнала с желана честота от силно смушчаващ съседен сигнал.

Интермодулационните изкривявания вследствие на хармоничите се получават в резултат от смесването на хармониците на входните сигнали, създавани от смесителя. Тези продукти имат честоти  $mf_1 \pm nf_2$ , където  $m$  и  $n$  представляват редът на хармонията.

Изкривяванията вследствие на кръстосаната модулация се определят от степента на модулацията, която се прехвърля от един модулиран носещ сигнал към друг немодулиран, когато двата сигнала са приложени на високочестотния вход. Колкото е по-голяма компресията при преобразуването или колкото е по-висока точката на пресичане на смесителя, толкова по-силно се потискат продуктите от кръстосаната модулация. Изкривяванията вследствие на кръстосаната модулация са разглеждани в точка 9.2.

Някои от тези дефиниции са илюстрирани на фиг. 7.5, където е показана характеристиката на въображаем смесител. При входен сигнал с мощност  $0 \text{ dBm}$  на изхода се получава сигнал с мощност  $6 \text{ dBm}$ . Това показва, че смесителят има коефициент на усилване при преобразуването  $6 \text{ dB}$ . При това ниво на входния сигнал интермодулационните съставки от трети порядък на два сигнала са с  $30 \text{ dB}$  под желания изходен сигнал. При по-високо ниво на входния сигнал е означена точка на компресия  $3 \text{ dB}$  (нивото на желания изходен сигнал е с  $3 \text{ dB}$  по-ниско от нивото при работа, определена от правата линия). При още по-високо ниво на входния сигнал точката на пресичане е показана там, където продължението на графиките на желания изходен сигнал и на интермодулационните съставки от трети порядък се пресичат.

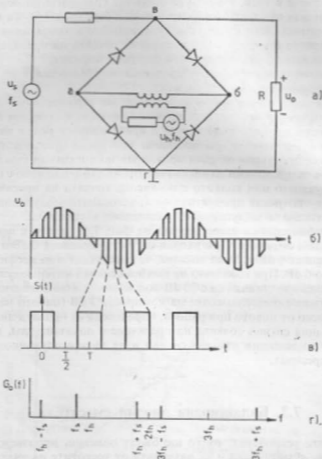
### 7.3. Балансирани диодни смесители

Тъй като диодните устройства, които ще бъдат описани, произвеждат сигнали с честоти, равни както на сумата, така и на разликата от честотите на двата входни сигнала, те могат да се използват като амплитудни модулатори и демодулатори, а също така и като смесители. Отгук следва, че термините „балансиран модулатор“ и „балансиран смесител“ са синонимни. При по-нататъшното разглеждане честотите на входните сигнали ще бъдат  $f_s$  и  $f_c$ . Като краен резултат ще се получи изходен сигнал с честота  $f_{IF}$ . От друга страна, при разглеждането на модулатори на сигнали с две странични ленти и с потисната носеща съставка (DSB/SC) в глава 8 честотата на носещото трептене ще бъде означена с  $f_c$ , а на модулирания сигнал — с  $f_m$ , а на желания изходен сигнал — с  $f_c \pm f_m$ .

На фиг. 7.6а е показана схемата на балансиран диоден смесител. Тук напрежението на хетеродина  $u_c$  е приложено между точките  $a$  и  $b$ . Предполага се, че същото напрежение е достатъчно високо, за да отпуща диодите напълно по време на единия си полупериод, когато точката  $a$  е положителна спрямо точката  $b$  и напълно да ги запушва през другия си полупериод. Също така се предполага, че  $u_c$  е много по-високо от  $u_m$ , така че  $u_c$  управлява състоянието на диодите през цялото време. Следователно те действуват като ключ-

<sup>1</sup> Мощността на сигнала в  $\text{dBm}$  се получава по следния начин:  $1 \text{ dBm} = 10 \log_{10} (P_p/1 \text{ mW})$ .

чове, които свързват някои точките  $e$  и  $z$ , вследствие на което  $u_{e,z} = 0$ , когато  $u_{e,z}$  е положително. На фиг. 7.6б е показано как изглежда напрежението върху резисторния товар  $u_o(t)$ , когато разликата между честотите  $f_h$  и  $f_s$  е твърде голяма. (Товарът на смесителя в радиоприемника трябва да бъде настроен на междинната честота  $f_{IF}$ , за да се отфилтрират нежеланите съставки.)



Фиг. 7.6. Принцип на действие на балансиран диоден смесител

$a$  — схема на смесителя;  $b$  — изходно напрежение върху резисторния товар;  $c$  — функция на превключване, осъществена от действието на диодите и хетеродина (трябва да се отбележи, че мащабуът на времето е увеличен в сравнение с този в  $b$ );  $d$  — част от спектъра на изходния сигнал

При определянето на спектъра на изходния сигнал се вижда, че  $u_o(t)$  на фиг. 7.6б представлява произведение от входния сигнал и от функция на превключване с правоъгълна форма и с честота, равна на честотата на хетеродина (фиг. 7.6с). Според резултатите, получени в задача 7.3.1, функцията на превключване се дава с израза

$$S(t) = \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi/2)}{n\pi/2} \cos n\omega_h t. \quad (7.13)$$

Ако входният сигнал на смесителя е

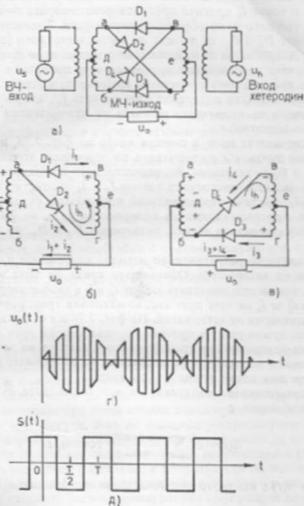
$$u_s(t) = U_s \cos \omega_s t, \quad (7.14)$$



изходното напрежение ще бъде

$$u_o(t) = u_s(t) \cdot S(t) = U_s \cos \omega_s t \left( \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi/2)}{n\pi/2} \cos n\omega_h t \right). \quad (7.15)$$

Множителят  $\sin(n\pi/2)/(n\pi/2)$  има такива стойности, че всички четни хармоници на хетеродинното напрежение ще липсват в изходния сигнал. На изхода няма да има и членове



Фиг. 7.7. Двойно балансиран диоден смесител

- а — принципна схема; б — част от схемата, когато  $u_{o2}$  е положително,  $D_1$  и  $D_3$  са отпущени, а  $D_2$  и  $D_4$  — запушени;
- в — част от схемата, когато  $u_{o2}$  е отрицателно; г — форма на изходното напрежение върху резисторен товар; д — функция на превключаването на смесителя

с честота  $f_h$  и нечетни хармоници — ще има само членове, получаващи се от произведението  $\cos \omega_s t \cdot \cos n\omega_h t$  при нечетно  $n$ . Трябва да се отбележи, че входният сигнал с честота  $f_s$  ще се яви също на изхода с намалена амплитуда. На фиг. 7.6г е показана част от спектъра на съставките на изхода на смесителя. Всички съставки, с изключение на желаната с честота  $f_{IF} = f_h - f_s$ , ще бъдат отстранени чрез филтриране.

Балансиращият смесител, чиято схема е показана на фиг. 7.6, има недостатъка, че на изхода му се появява съставка с честота  $f_c$ . На фиг. 7.7а е показана схемата на *двойно балансиран смесител* с изолация между трите входа, получена посредством трансформатори с намотка с извод от средата. Както и в предишната схема, приема се, че напрежението на хетеродина е достатъчно голямо, за да регулира отпушването и запушването на диодите, т. е. че токовете, дължащи се на  $u_c$ , са твърде малки в сравнение с тези, дължащи се на  $u_s$ .

На фиг. 7.7б са илюстрирани токовете ( $i_1$  и  $i_2$ ) с честотата на приемания сигнал, протичащи през времето, когато  $u_c$  прави точката  $a$  положителна по отношение на точката  $d$  и  $b$ , а  $u_s$  прави точката  $e$  положителна по отношение на точката  $z$ . Диодите  $D_1$  и  $D_2$  се отпушват от  $u_s$  и токът  $i_1$  протича през затворената верига  $e-a-z-e$ . Диодите  $D_3$  и  $D_4$  са запушени, тъй като те са обратно поляризирани. Токовете  $i_1$  и  $i_2$ , протичащи съответно през диодите  $D_1$  и  $D_2$ , се дължат на високочестотното (сигналното) напрежение между точките  $a$  и  $d$ . Трябва да се отбележи, че тези токове се сумират в товара. В резултат на това се получава напрежението  $u_c$  с означена полярност. Трябва да се отбележи също така, че  $i_1$  не протича през вторичната намотка на входния (ВЧ) трансформатор и че точките  $a$  и  $e$  имат еднакъв потенциал (при честота  $f_s$ ), ако диодите  $D_1$  и  $D_2$ , а също така и двете половини на вторичната намотка на хетеродинния трансформатор са напълно балансирани (еднакви).

За фиг. 7.7в полярността на  $u_c$  е същата както на фиг. 7.7б, но полярността на  $u_s$  е обратна. Това прави точката  $z$  положителна по отношение на точката  $e$ . Диодите  $D_3$  и  $D_4$  са отпушени, а  $D_1$  и  $D_2$  — запушени. Високочестотното (сигналното) напрежение  $u_{out}$  обуславя протичането на високочестотните токове  $i_3$  и  $i_4$  съответно през диодите  $D_3$  и  $D_4$ . Сумарният ток  $i_3 + i_4$  протича отляво надясно през товара, създавайки изходно напрежение  $u_c$  с полярност, противоположна на полярността на  $u_s$  на фиг. 7.7б. Хетеродинният ток  $i_c$  протича през затворената верига, включваща  $D_3$  и  $D_4$ , но не и през входния ВЧ трансформатор.

На фиг. 7.7г е показано резултантното изходно напрежение  $u_c(t)$ , чиято полярност се изменя с честотата на хетеродина. Обвиващата крива на това напрежение се определя от  $u_c$ . Както преди, така и сега разликата между  $f_s$  и  $f_c$  е твърде увеличена на чертежа. Важно е да се отбележи, че  $i_c$  не тече през високочестотния трансформатор, така че високочестотният вход е изолиран от хетеродина. На фиг. 7.7б и в са показани също така и високочестотните токове, които текат в противоположни посоки през двете половини на вторичната намотка на хетеродинния трансформатор, така че на хетеродинния вход не се индуктира напрежение с честота  $f_c$  при положение, че вторичната намотка на хетеродинния трансформатор има извод точно от средата.

Функцията на превключване, създадена от  $u_c$  и от диодите, е показана на фиг. 7.7д. Нейният аналитичен израз е

$$S(t) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi/2)}{n\pi/2} \cos n\omega_c t. \quad (7.16)$$

Произведението на  $S(t)$  с входното високочестотное напрежение  $u_s$  дава изходното напрежение

$$u_c(t) = 2U_s \cos \omega_s t \left[ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi/2)}{n\pi/2} \cos n\omega_c t \right]. \quad (7.17)$$

Спектърът на изходното напрежение ще съдържа само съставки с честоти  $n f_s \pm f_c$  при нечетни стойности на  $n$ . На изхода на смесителя не се появяват напрежения с честоти  $f_s$  и  $f_c$ .

Този тип смесител се използва често поради неговата простота и неговия широк работен честотен обхват, който зависи главно от конструкцията на трансформаторите. Ако се използват тороидални трансформатори с предавателна линия, могат да се по-

стигнат относителни широчини на лентата от порядъка на 1000:1. Балансирането на смесителя и изолацията между входовете се определят от точността на балансирането на намотките на трансформатора и от внимателното съгласуване на характеристиките на диодите. Тези смесители обикновено имат коефициент на загуби при преобразуването около 6 dB и коефициент на шума от порядъка на 6 до 8 dB. Изолацията на хетеродина от входа за високочестотни сигнали е около 50 dB. Тя намалява при по-високите честоти поради разбалансирането, дължащо се на паразитните капацитети. Интермодуляционните продукти от трети порядък са обикновено 50 до 60 dB под желаните съставки с междинна честота.

#### 7.4. Смесители, осъществени с биполярни и полеви транзистори

Обикновено смесителят е стъпалото, което създава най-силни шумове в тюнера на радиоприемника. Ако както диодните смесители това стъпало внася също и загуби при преобразуването, шумът, създаван в първите стъпала на МЧУ, може също да допринесе за повишаване на общия коефициент на шума. Следователно смесителите, осъществени с биполярни и полеви транзистори, които имат коефициент на усилване при преобразуването от порядъка на 20 dB (при биполярни транзистори) и 10 dB (при полеви транзистори), са твърде привлекателни. При смесителите, осъществени с биполярни транзистори, е необходима по-малка мощност от хетеродина, отколкото при смесителите, реализирани с полски транзистори. При първите обаче интермодуляционните изкривявания са по-големи поради експоненциалната предавателна характеристика на биполярните транзистори. Въпреки че смесителите, осъществени с полски транзистори, имат по-малък коефициент на усилване при преобразуването, те често са предпочитани. Причиня за това е квадратичната предавателна характеристика на полските транзистори, благодарение на която се получават по-малки интермодуляционни изкривявания и по-широк динамичен обхват на входните сигнали.

Както и при усилвателите, устойчивостта на смесителя може да стане проблем, когато неговият коефициент на усилване по мощност е голям. Въпреки това не е трудно да се постигне устойчивост, ако входът за подаване на хетеродиноно напрежение е отделен от този за подаване на високочестотни сигнали и ако кръговете, включени съответно на входните, хетеродинните и междинночестотните клеми, са настроени на различни честоти. Чрез критерия за устойчивост на Стери може да се докаже, че ще бъде осигурена устойчива работа, ако външният импеданс при всяка двойка клеми представлява приблизително късо съединение за другите две честоти. Ако са известни у-параметрите на транзистора за тези три честоти, „проверката“ на коефициента на Стери може да се приложи за всяка честота поотделно с цел да се види възможността за неустойчивост [2].

Един проблем, засягащ всички смесители, е получаването на изходни сигнали с междинна честота  $f_{IF}$  от входни смущаващи сигнали, чиято честота е различна от честотата  $f_s$  на желаните приемани сигнали. Такива допълнителни смущаващи сигнали могат да бъдат: 1) сигнали с честота  $f_{IF}$ , идващи директно от антената (в случай че не се използва резонансен усилвател); 2) сигнали, получени вследствие на нелинейни процеси в резонансния усилвател; 3) сигнали, получени в самия смесител; и 4) сигнали, дължащи се на наличността на хармоници на хетеродинното напрежение. На фиг. 7.8 са илюстрирани честотите на тези сигнали, от които може да се получи междинночестотно напрежение на изхода на смесителя. От тях „желани“ са само хетеродинното напрежение с честота  $f_s$ , приеманият високочестотен сигнал с честота  $f_a$  и междинночестотното напрежение с честота  $f_{IF} = f_s - f_a$ .

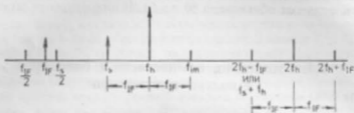
Главни нежелани смущаващи сигнали са:

1. *Огледаден сигнал* с честота  $f_{in} = f_s + f_{IF}$ . Ако сигналът с тази честота попадне в антената и ако той достигне входа на смесителя, ще настъпи биене между него и хетеродин-

ното напрежение с честота  $f_h$ . В резултат ще се получи съставка с честота  $f_{IF} = f_{in} - f_h$ .

2. Входен сигнал с честота  $f_{IF}$  се появява на изхода на смесителя усилен благодарение на усилвателното действие на смесителя за тази честота.

3. Входен сигнал с честота  $f_s/2$  се появява на изхода на смесителя с удвоена честота  $f_s$  благодарение на квадратния член—продукт на смесването. Новополученият сигнал се смесва с хетеродинното напрежение. В резултат се получава изходен сигнал с честота  $f_{IF} = f_h - f_s$ .



Фиг. 7.8. Честотен спектър на сигналите, от които може да се получи междинночестотно напрежение на изхода на смесителя

4. Смушавач входен сигнал с честота  $f_{IF}/2$  се появява на изхода на смесителя с удвоена честота като междинночестотно напрежение благодарение на нелинейната характеристика на смесителния транзистор.

5. Ако хетеродинното напрежение съдържа втори хармоник с честота  $2f_h$  или ако смесителят създава трети хармоник с честота  $2f_h$ , то може да настъпи биене между напрежението с честота  $2f_h$  и приетия входен сигнал с честота  $2f_h \pm f_{IF}$ , в резултат на което ще се получи изходен сигнал с честота  $f_{IF}$ .

Всяка от тези възможности илюстрира необходимостта от съответна избирателност на стъпалата пред смесителя и от добра линейност на режима на работа на резонансния усилвател, за да се избегне създаването на допълнителни смушавачи сигнали.

## 7.5. Смесители, осъществени с биполярни транзистори

Въпреки че смесителят, осъществен с биполярен транзистор, има голям коефициент на усилване при преобразуването и малък коефициент на шума, той създава относително силни интермодуляционни продукти от трета степен и има малък динамичен обхват. Идеалният смесител трябва да може да смесва високочестотни входни сигнали с голям обхват на амплитудите им, без да създава интермодуляционни изкривявания и изкривявания вследствие на кръстосана модулация. Желателно е в резонансния усилвател да се въведе автоматично регулиране на усилването (APУ) с цел да бъде ограничен (стеснен) обхватът от амплитудите на сигналите, които достигат входа на смесителя.

Направеният по-долу анализ на изкривяванията вследствие на продуктите от трета степен може да се приложи както за усилватели, така и за смесители. За целта честотите на двата входни сигнала са означени с  $f_1$  и  $f_2$ . За да се опрости разглеждането, ще бъде прието, че двата входни сигнала имат косинусоидална форма, т. е.

$$u_1(t) = U_1 \cos \omega_1 t; \quad u_2(t) = U_2 \cos \omega_2 t, \quad (7.18)$$

и че тези сигнали се събират на входа на нелинейния смесителен елемент, така че входното напрежение на смесителя става

$$u_A(t) = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t. \quad (7.19)$$

Съгласно (7.1) предавателната характеристика ще приеме вида

$$i_p(t) = I_0 + au_i(t) + b[u_i(t)]^2 + c[u_i(t)]^3. \quad (7.20)$$

Токът  $I_0$  представлява постоянен ток, определен от статичната работна точка  $Q$ . Общият постоянен ток е сума от  $I_0$  и постояннотоковата съставка, създавана от члена  $b u_i^2$ . Следователно преместване на работната точка може да настъпи само ако се приложи постоянно преднапрежение.

Членът  $au_i$  изразява действие на линеен усилвател, който възпроизвежда входните сигнали на изхода си. Членът  $b u_i^2$  обогатява спектъра на изходния ток с постоянна съставка, с втори хармоници на входните сигнали и с допълнителни съставки с честоти  $f_1 \pm f_2$ . Членът  $c u_i^3$  създава съставки с честоти  $f_1, f_2, 3f_1, 3f_2, 2f_1 \pm f_2$  и  $2f_2 \pm f_1$  (вж. задача 7.5.1). Резултатите са обобщени в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Съставки на изходния ток на смесител с предавателна характеристика  $i_p = au_i + bu_i^2 + cu_i^3$  при входни сигнали

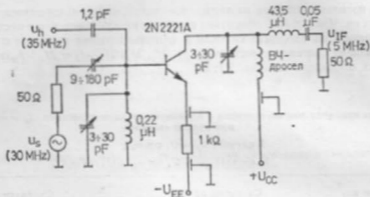
I случай:  $u_i = U_1 \cos \omega_1 t$ ,

II случай:  $u_i = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t$

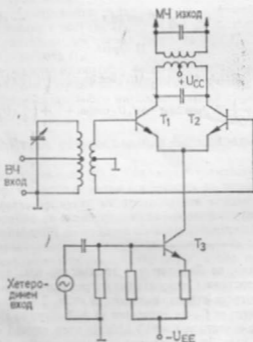
Съставки от $au_i$	Съставки от $b u_i^2$	Съставки от $c u_i^3$
	I случай	
$aU_1 \cos \omega_1 t$	$\frac{b}{2} U_1^2 + \frac{b}{2} U_1^2 \cos 2\omega_1 t$	$\frac{3}{4} c U_1^3 \cos \omega_1 t + \frac{1}{4} c U_1^3 \cos 3\omega_1 t$
	II случай	
$aU_1 \cos \omega_1 t + aU_2 \cos \omega_2 t$	$\frac{1}{2} b(U_1^2 + U_2^2) + \frac{1}{2} bU_1^2 \cos 2\omega_1 t +$ $+\frac{1}{2} bU_2^2 \cos 2\omega_2 t + bU_1 U_2 \cos(\omega_1 +$ $\omega_2)t + bU_1 U_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t$	$\left( \frac{3}{4} c U_1^3 + \frac{3}{2} c U_1 U_2^2 \right) \cos \omega_1 t +$ $+\left( \frac{3}{4} c U_2^3 + \frac{3}{2} c U_1^2 U_2 \right) \cos \omega_2 t +$ $+\frac{1}{4} c U_1^3 \cos 3\omega_1 t + \frac{1}{4} c U_2^3 \cos 3\omega_2 t +$ $+\frac{3}{4} c U_1^2 U_2 [\cos(2\omega_1 + \omega_2)t +$ $+\cos(2\omega_1 - \omega_2)t] + \frac{3}{4} c U_1 U_2^2 [\cos(2\omega_2 +$ $+\omega_1)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t]$

В т. 4.1 беше показано, че биполярният транзистор има експоненциална форма на предавателната характеристика. Следователно изкривяванията вследствие на интермодуляционните съставки от трета степен, показани в табл. 7.1, могат да бъдат значителни. Да предположим например, че  $f_{1F}$  на приемник за АМ сигнали е 455 kHz и че приеманият високочестотен сигнал е с честота  $f_s = 910$  kHz. В този случай честотата на хетеродина трябва да бъде  $f_k = 1365$  kHz. За да свържем казаното с табл. 7.1, нека  $f_s = f_1$  и  $f_k = f_2$ . От таблицата се вижда, че интермодуляционна съставка от трета степен ще създаде трептене с честота  $2f_1 - f_2 = 2f_s - f_k = 1820 - 1365 = 455$  kHz =  $f_{1F}$ . Това трептене, дължащо се на квадратния член  $b u_i^2$ , ще се прибави към желанния изходен сигнал с честота  $f_{1F} = f_s - f_k$ , и ще предизвика изкривявания. Поради тези причини полевият транзистор, който в идеалния случай има квадратична предавателна характеристика, се предпочита често при проектирането на смесители.

На фиг. 7.9 е показана схемата на транзисторен смесител с несиметричен изход (подобен на този от фиг. 7.4а), който беше проектиран за  $f_s = 30 \text{ MHz}$ ,  $f_s = 35 \text{ MHz}$  и  $f_{IF} = 5 \text{ MHz}$  [2]. При високочестотно входно напрежение  $1 \text{ mV}$  и напрежение от хетеродина  $0,5 \text{ V}$  този смесител даде коефициент на усилване при преобразуването, равен приблизително на  $30 \text{ dB}$ . Трябва да се отбележи малкият кондензатор на свързващия кондензатор ( $1,2 \text{ pF}$ ),



Фиг. 7.9. Схема на транзисторен смесител с несиметричен изход



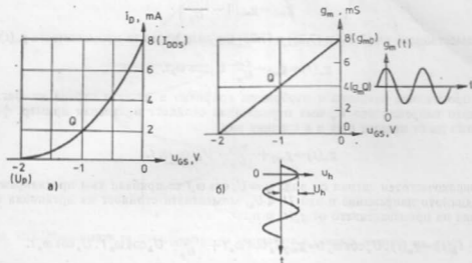
Фиг. 7.10. Схема на балансиран смесител, осъществен с диференциална двойка биполарни транзистори

включен между хетеродина и базата на транзистора. Малкият кондензатор на свързващия кондензатор е избран с цел да се избегне влиянието на хетеродина върху съгласуването на импедансите между източника на ВЧ сигнали и входа на транзистора.

На фиг. 7.10 е показана схемата на балансиран смесител, осъществен с диференциална двойка биполярни транзистори. Ако транзисторите  $T_1$  и  $T_2$  са напълно еднакви и външната верига е идеално балансирана, тогава никакъв хетеродинен сигнал не може да достигне клемите на високочестотния вход и междинночестотния изход.

## 7.6. Смесители, осъществени с полеви транзистори

При високочестотните смесители полевите транзистори се предпочитат пред биполярните, понеже те създават по-малки интермодуляционни изкривявания и изкривявания вследствие на кръгосаната модулация. Освен това техният по-малък капацитет на обратната връзка осигурява по-добра устойчивост на режима на работа на смесителя. Използват се както полеви транзистори с регулируем PN преход, така и MOS-транзистори.



Фиг. 7.11. Характеристики на полеви транзистор

$a$  — идеална квадратична предавателна характеристика на полеви транзистор;  $b$  — графично изображение на зависимостта  $g_m(u_{GS})$  за полеви транзистор с квадратична характеристика. Ако към предавателното нагнетяване се прибави хетеродинно нагнетяване  $u_h = U_h \cos \omega_h t$ , проводимостта  $g_m(t)$  ще се изменя също по косинусоиден закон

Последните обикновено имат по-голяма проводимост  $|y_{fs}|$  и по-голям коефициент на усилване по мощност.<sup>1</sup> При двугейтовите полеви транзистори сигналното и хетеродинното напрежение могат да се подават на отделни гейтове. По този начин се намалява взаимното влияние между входното устройство и хетеродина при смесителите с несиметричен вход.

За да се разбере действието на смесителя, осъществен с полеви транзистор, ще разгледаме идеализираната квадратична предавателна характеристика  $i_D(u_{GS})$ , показана на фиг. 7.11a. За полеви транзистор с регулируем PN преход, в който

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P}\right)^2, \quad (7.21)$$

$$g_{m0} = 2 I_{DSS} / U_P, \quad (7.22)$$

кривата на фиг. 7.11a би показвала, че  $U_P = -2V$  и  $I_{DSS} = 8 \text{ mA}$ . Най-добро разположение

<sup>1</sup> При някои честоти  $|y_{fs}|$  е еквивалентен на  $g_m$ .

на работната точка  $Q$  ще бъде при  $U_{GS} = -1\text{V}$  и  $I_p = 2\text{mA}$ . Проводимостта в права посока  $g_p$  или активната проводимост  $g_m$  се дава с формулата

$$g_m = \frac{di_D}{du_{GS}} = g_{m0} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_p}\right). \quad (7.23)$$

На фиг. 7.11б е изобразена графично зависимостта на  $g_m$  от  $u_{GS}$ . Трябва да се отбележи, че стойността на  $g_m$  зависи линейно от  $u_{GS}$ , защото е прието, че характеристиката  $i_D(u_{GS})$  е квадратична.

Нека сега да приемем, че  $u_{GS}$  представлява сума от преднапрежението  $U_{GS}$  и хетеродинното напрежение  $u_h = U_h \cos \omega_h t$  (вж. долната част на фиг. 7.11б), т. е.

$$u_{GS} = U_{GS} + U_h \cos \omega_h t. \quad (7.24)$$

За работната точка  $Q$  проводимостта  $g_m$  ще се определи по формулата

$$g_{mQ} = g_{m0} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p}\right). \quad (7.25)$$

Тогава заместването на (7.24) и (7.25) в (7.23) ще даде израз за променливата  $g_m(t)$ :

$$g_m(t) = g_{mQ} - \frac{g_{m0}}{U_p} U_h \cos \omega_h t. \quad (7.26)$$

Същата променлива величина е изобразена графично в дясната страна на фиг. 7.11б.

Тъй като напрежението  $U_p$  има отрицателна стойност в дадения пример, формула (7.26) може да се напише още и в следния вид:

$$g_m(t) = g_{mQ} + \frac{g_{m0}}{|U_p|} U_h \cos \omega_h t. \quad (7.27)$$

Ако високочестотен сигнал от вида  $u_s = U_s \cos \omega_s t$  се прибави към преднапрежението и хетеродинното напрежение и ако  $U_s \ll U_h$ , моментната стойност на дрейновия ток ще бъде равна на произведението от  $g_m(t)$  и  $u_s$ :

$$i_D(t) = g_m(t) \cdot U_s \cos \omega_s t = g_{mQ} U_s \cos \omega_s t + \frac{g_{m0}}{|U_p|} U_h \cos \omega_h t \cdot U_s \cos \omega_s t. \quad (7.28)$$

Интересуващата ни съставка с междинна честота се получава от втория член на произведението (7.28). В този случай *стръмноста на преобразуване*  $g_c$  се определя като отношение на междинночестотния изходен ток и напрежението на високочестотния входен сигнал:

$$g_c = \frac{I_{IF}}{U_s} = \frac{g_{m0} U_h}{2|U_p|}. \quad (7.29)$$

Ако работната точка  $Q$  е избрана в средата на характеристиката на фиг. 7.11б, то  $g_{mQ} = g_{m0}/2$  и съотношението между  $g_c$  и  $g_{mQ}$  ще бъде

$$\frac{g_c}{g_{mQ}} = \frac{g_{m0} U_h}{|U_p|}. \quad (7.30)$$

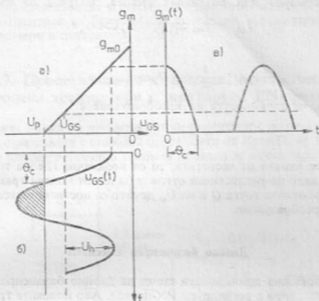
За числените стойности, дадени на фиг. 7.11,  $g_{m0} = 8\text{ mS}$ ,  $g_{mQ} = 4\text{ mS}$  и  $g_c = 2U_h$  или  $g_c = 2\text{ mS}$ , ако  $U_h = 1\text{ V}$ .

#### Графичен анализ — нелинейна характеристика на проходната активна проводимост

В едно устройство на практика не могат да се постигнат идеалните характеристики, показани на фиг. 7.11. Обикновено зависимостта  $g_m(u_{GS})$  не е линейна и амплитудата на хетеродинното напрежение  $U_h$  може да бъде достатъчно голяма, за да приведе транзисто-



ра в режим на отсечка на тока или в режим на насищане. Дори и да е така, проектирането на  $u_h$  върху действителната характеристика на  $g_m$  (както е на фиг. 7.11б) ще даде в резултат периодична крива  $g_m(t)$ , от която  $g_m(t)$  може да се изрази като Фуриеров ред от съставки с честоти  $f_h, 2f_h, 3f_h, \dots$ . В този случай съставката с основната честота  $g_{m1}$  на  $g_m(t)$  може да се използва в първия вид на формула (7.28), за да се намери амплитудата на желания изходен сигнал с честота  $f_{IF}$  и стръмността на преобразуване.



Фиг. 7.12. Илюстрация за изчислението на съставката с основна честота на  $g_m(t)$  в смесителя

Като пример на фиг. 7.12а е показано графичното изображение на зависимостта  $g_m(u_{GS})$  на полеви транзистор с квадратична проходна характеристика, на фиг. 7.12б — хетеродинното напрежение  $u_h(t)$ , насложено върху преднапрежението на гейта  $U_{GS}$ , а на фиг. 7.12в — резултантната крива  $g_m(t)$ . Трябва да се отбележи, че транзисторът работи в режим на отсечка на тока, когато  $u_{GS}(t) < U_p$  (на фигурата това е илюстрирано със заштрихованата площ). Вследствие на това кривата на  $g_m(t)$  добива формата на косинусоида с отсечени върхове през отрицателните полупериоди. Ъгълът на отсечката на тока  $\theta_c$  се определя с формулата

$$\theta_c = \cos^{-1} \left( \frac{U_p - U_{GS}}{U_h} \right). \quad (7.31)$$

Стойностите на  $g_m(t)$  са свързани с  $u_{GS}$  посредством израза

$$g_m(t) = g_{m0} \left( 1 - \frac{u_{GS}}{U_p} \right). \quad (7.32)$$

От друга страна,

$$u_{GS}(t) = U_h \cos \omega_h t + U_{GS}. \quad (7.33)$$

За интервалите, показани на фиг. 7.12, в които  $u_{GS} > U_p$  [или  $g_m(t) > 0$ ], заместването на (7.33) в (7.32) дава

$$g_m(t) = \frac{g_{m0}}{|U_p|} (U_h \cos \omega_h t + U_{GS} - U_p). \quad (7.34)$$

Чрез анализа на Фурие (задача 7.6.2) може да се намери амплитудата на съставката с основна честота ( $f_b$ ) на  $g_m(t)$ :

$$g_{m1} = \frac{2 g_{m0}}{\pi |U_p|} \left[ \frac{U_b}{2} \left( \theta_c + \frac{1}{2} \sin 2\theta_c \right) + (U_{G3} - U_p) \sin \theta_c \right]. \quad (7.35)$$

В такъв случай желаната съставка на дрейновия ток с междинна честота  $f_{IF}$  представлява член със сумарна или разликсова честота, получен от произведението

$$i_D(t) = g_{m1} \cos \omega_b t \cdot U_s \cos \omega_s t \quad (7.36)$$

или

$$i_{IF}(t) = \frac{1}{2} g_{m1} U_s \cos (\omega_s \pm \omega_b) t. \quad (7.37)$$

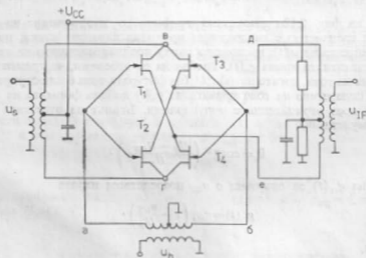
От (7.37) се вижда, че стръмността на преобразуване е

$$g_c = \frac{I_{IF}}{U_s} = \frac{g_{m1}}{2}. \quad (7.38)$$

Тъй като  $|y_{fe}|$  се изменя от честотата, то от практична гледна точка експерименталното измерване би дало по-реалистичен отговор за даден полски транзистор и би позволило изменение на работната точка  $Q$  и на  $U_b$ , докато се постигне максимален коефициент на усилване при преобразуване.

### Двойно балансиран смесител

На фиг. 7.13 е показана принципната схема на двойно балансиран смесител, осъществен с полски транзистори с регулируем PN-преход. Ако полските транзистори са изработени на един чип (за да се получат еднакви характеристики) и ако се използват широко-



Фиг. 7.13. Двойно балансиран смесител, осъществен с полски транзистори с регулируем PN-преход

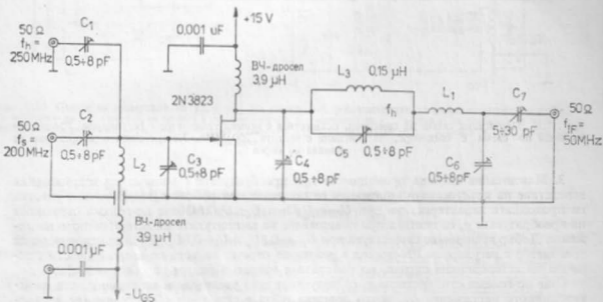
колентови трансформатори, смесителят може да има загуби при преобразуване от 1,5 до 3 dB при честоти, по-ниски от няколкостотин мегагерца. Тук полските транзистори действуват като ключове, управлявани от хетеродинния сигнал, по същия начин, както при

диодния смесител, чиято схема е показана на фиг. 7.7. Ако хетеродинният сигнал направи точката *a* положителна, транзисторите  $T_1$  и  $T_2$  се отпускат и точката *e* се свързва накъсо с точката *e*, а точката *z* — с точката *d*. Когато точката *b* стане положителна, транзисторите  $T_3$  и  $T_4$  се отпускат и точката *e* се свързва накъсо с точката *d*, а точката *z* — с точката *e*. По този начин хетеродинният сигнал предизвиква обръщане на фазата на високочестотния сигнал в първичната намотка на междинночестотния трансформатор. Затова анализът на този смесител съвпада с анализа на диодния смесител.

По-подробно разглеждане на балансираните смесители, осъществени с полни транзистори, може да се намери в литература [5] и [6].

## 7.7. Проектиране на смесители, осъществени с полни транзистори с регулируем PN-преход

Експерименталният начин на проектиране на смесители с полни транзистори с регулируем PN-преход е разглеждан с големи подробности от Куок [3, 4]. От неговата работа могат да се изведат следните няколко основни правила за проектиране:

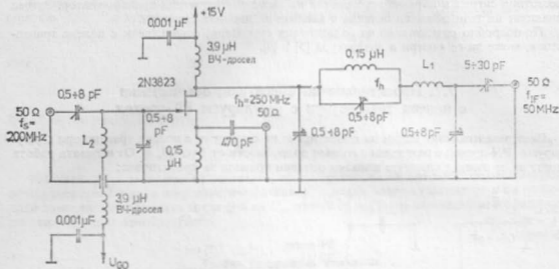


Фиг. 7.14. Принципно схемата на смесител, осъществен с полни транзистор с регулируем PN-преход, включен по схема с общ сорс, за сигнали с честота 200 MHz. Хетеродинното напрежение се подава на гейта

1. Хетеродинният сигнал може да се подаде или на гейта (както е на фиг. 7.14), или на сорса (както е на фиг. 7.15). При подаването на хетеродинен сигнал на сорса се получава малко по-малък коефициент на усилване при преобразуване поради обстоятелството, че между сорса и масата се внася допълнителен импеданс. Обаче при този начин на подаване на хетеродинен сигнал се получава по-добра изолация между хетеродинния и сигналния вход. И в двата примера спираният паралелен трентъщ кръг (вж.  $L_3C_5$  на фиг. 7.14) изолира хетеродинния сигнал от междинночестотния изход.

2. Максимален коефициент на усилване по мощност при преобразуване се постига при комплексно спрегнати импеданси на входа и изхода. Тези импеданси зависят от преднапрежението на гейта и от приложеното хетеродинно напрежение. Следователно те трябва да се измерят при необходимите стойности на  $U_{G5}$  и  $U_G$ . На фиг. 7.16 са показани

схеми на устройствата, които са подходящи за такива измервания. На практика условното за постигане на оптимален коефициент на усилване не може да се изпълни поради трудностите при съгласуването на голямото изходно съпротивление ( $\approx 10 \text{ k}\Omega$ ) на полевия транзистор.



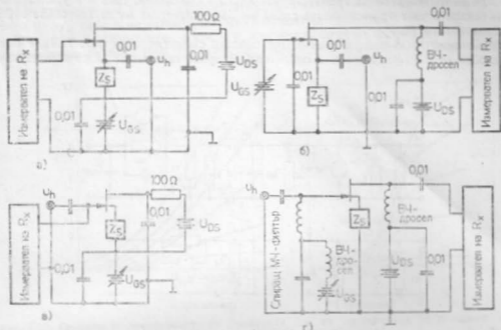
Фиг. 7.15. Принцилна схема на смесител, осъществен с полевия транзистор с регулируем PN-преход включен по схема с общ сорс, за сигнали с честота 200 MHz. Хетеродинамното напрежение се подава на сорса

3. Максимална активна проводимост при преобразуване с минимални изкривявания вследствие на крътосаната модулация се получава при работа в квадратичния участък на проходната характеристика при  $U_{GS} \approx U_p/2$  и  $U_a \leq U_p/2$ . Обаче по-голяма стръмност на преобразуване  $g_c$  се постига при повишаване на амплитудата на хетеродинамното напрежение. Добър компромис съществува при  $U_{GS} = 0,8U_p$  и  $U_a = 0,8U_p$ . (Това довежда полевия транзистор с регулируем PN-преход в режим на отсечка на тока по време на част от периода на хетеродинамния сигнал, но работата е изцяло в режим на обедняване.)

Още по-големи стойности на  $g_c$  се получават чрез увеличаване на амплитудата на хетеродинамното напрежение  $U_a$ , която довежда гейта в режим на обогатяване (но не толкова много, така че да се получи право преднапрежение на диода гейт-канал). Това обаче намалява входния и изходния импеданс на полевия транзистор с регулируем PN-преход и увеличава изкривяванията вследствие на крътосаната модулация. При  $U_{GS} = 0,8U_p$  допустимата максимална амплитуда на хетеродинамното напрежение е  $0,6 + 0,8U_p$  волта. (Трябва да се отбележи, че въвеждането на силни високочестотни входни сигнали от местна радиостанция може да направи гейта проводим.)

4. Обикновено работните условия, при които се получава максимална активна проводимост при преобразуване, съвпадат с тях, при които се получава най-малък коефициент на шума.

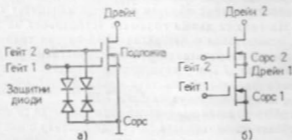
5. При работа със слаб хетеродинамния сигнал трябва да се избират полевия транзистори с голямо отношение  $I_{DSS}/U_p^2$  с цел да се получат голям коефициент на усилване при преобразуване и слаб шум. (Обикновено тези транзистори имат малки стойности на  $I_{DSS}$ ). Ако е необходимо смесителят да работи с входни сигнали с голям динамичен диапазон, трябва да се избират полевия транзистори с голяма стойност на  $U_p$  или на  $I_{DSS}$ .



Фиг. 7.16. Схеми за измерване на  $u_{gs}$  и  $u_{ds}$  на смесителя (капацитетите на кондензаторите са в  $\mu\text{F}$ )  
 а — измерване на  $u_{gs}$  когато  $u_h$  се прилага в сороровата верига; б — измерване на  $u_{ds}$  когато  $u_h$  се прилага в сороровата верига; в — измерване на  $u_{gs}$  когато  $u_h$  се прилага в гейтовата верига; г — измерване на  $u_{ds}$  когато  $u_h$  се прилага в гейтовата верига

## 7.8. Проектиране на смесители, осъществени с MOS-полевни транзистори

Принципът на действие на смесителя, осъществен с едногейтов MOS-полевни транзистор [7], в основни линии е същият както на смесителя, осъществен с полевни транзистор с регулируем PN-преход. Изключение прави това, че при него няма опасност изолираният гейт да работи в режим на права проводимост. MOS-транзисторът има по-малък обратен проходен капацитет  $C_{gs}$  и по-голяма проводимост на право предаване  $u_{gs}$  отколкото полевият транзистор с регулируем PN-преход. Много от по-новите MOS-полевни транзистори са двугейтови. Действието на втория гейт осигурява някои интересни характери-

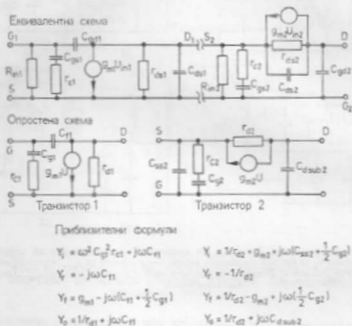


Фиг. 7.17. Двугейтов MOS-полевни транзистор

а — схема на двугейтов MOS-полевни транзистор с диоди за защита на гейтовете; б — еквивалентно представяне на два MOS-полевни транзистора, свързани касковно

стики при използването на транзисторите както в смесители, така и в усилватели. За това останалата част от настоящата глава ще бъде посветена на двугейтовите MOS-полевни транзистори [8, 9].

Двугейтовият MOS-полевен транзистор, показан схематично на фиг. 7.17а, е обикновено удобен за СВЧ-усилватели и смесители. Вторият гейт може да се използва като



Фиг. 7.18. Модел на двугейтов MOS-полевен транзистор

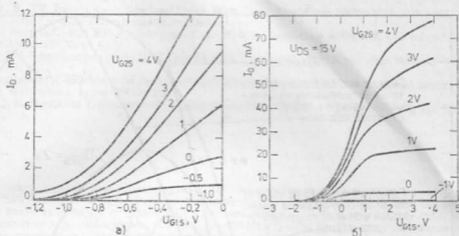
елемент за осъществяване на АРУ при усилватели или като вход за въвеждане на хетеродинно напрежение в смесители. Двугейтовият транзистор действа като два едногейтови транзистора, свързани каскодно [9] (фиг. 7.17б). Неговата еквивалентна схема [8] е съответно по-усложнена. Тя е показана на фиг. 7.18. Както би се очаквало за едно каскодно стъпало, по-голям коефициент на усилване се получава, когато сигналите се подават на първия гейт, отколкото когато те се подават на втория гейт. Поради тази причина високочестотният сигнал се прилага на първия гейт. Двугейтовият MOS-полевен транзистор има изключително малък обратен проходен капацитет  $C_{gs2}$  (обикновено той е по-малък от 0,1 pF). На това се дължи голямата устойчивост на работата на високочестотните устройства, осъществявани с двугейтов MOS-полевен транзистор.

На фиг. 7.19б са показани предавателните характеристики  $I_D(U_{GS})$  на MOS-полевия транзистор 3N211 [8], а на фиг. 7.19а — квадратичната област на тези характеристики в увеличен мащаб. Първата производна на тези криви представлява проводимостта на право преобразуване  $y_{fs}$  или  $g_m$ , показана на фиг. 7.20.

При използване на MOS-полевия транзистор като смесител се предпочита той да работи в квадратичната област на проходната си характеристика с цел да се получат минимални продукти от трета степен, които биха предизвикали нежелани изкривявания вследствие на кръгосана модулация. Точките, означени на фиг. 7.20 като „геометрично място на работните точки за получаване на минимален ефект от продуктите от трета степен“, се намират на инфлексните точки на кривите, където първата им производна ( $y_{fs}$ ) е максимална.

мална, а втората производна (която е свързана с изкривяванията вследствие на продуктите от трета степен) е нула. Ясно е, че кривата за  $U_{G2S}=4\text{ V}$  има най-големи стойности както на  $y_{fs}$ , така и на нейната скорост (степен) на изменение.

Следователно за смесител, в който  $u_s$  и  $u_h$  се прилагат на първия гейт, една подходяща работна точка би била при  $U_{G2S}=4\text{ V}$ ,  $U_{G1S}\approx -0,55\text{ V}$  и  $I_D\approx 6\text{ mA}$ . Въпреки че при тази



Фиг. 7.19. Графики на зависимостта на дрейновия ток на двугейтовия MOS-полеви транзистор 3N211 от  $U_{G1S}$  за различни стойности на  $U_{G2S}$

работна точка смесителят би работил добре при подаване на ниско хетеродинно напрежение, при по-високо хетеродинно напрежение  $u_h$  би могло евентуално да се получи увеличаване на  $g_c$  и преместване на работната точка, както беше посочено в т. 7.7.

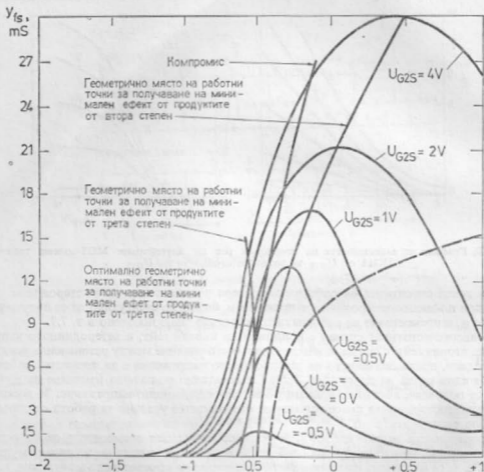
Ако високочестотният сигнал е приложен на първия гейт, а хетеродинното напрежение — на втория гейт, с цел да се намали взаимното влияние между резонансния усилвател и хетеродина, предназначението на хетеродинното напрежение е да премества работната точка от една крива на друга (фиг. 7.20). Следователно по-голямо изменение на  $g_m$  (resp. на  $y_{fs}$ ) се получава, когато се прилага по-високо хетеродинно напрежение. За всеки конкретен транзистор, който ще се използва, оптималните условия за работа се определят най-добре експериментално.

Изкривяванията вследствие на кръстосаната модулация в смесителя са от особено голямо значение, когато се приема слаб желан сигнал при наличие на силен смущаващ сигнал. За да се отстранят изкривяванията вследствие на кръстосаната модулация, когато два такива сигнала се събират на входа на смесителя, трябва или  $y_{fs}$  да бъде постоянна, или поне втората производна на  $y_{fs}$  относно  $U_{G1S}$  да бъде нула. Второто условие е удовлетворено теоретически за работните точки  $Q$ , означени на фиг. 7.20 като „геометрично място на работните точки за получаване на минимален ефект от продуктите от трета степен“.

От друга страна, условието за постоянна проводимост  $y_{fs}$  се апроксимира чрез избиране на работната точка на върха на някоя от кривите на фиг. 7.20 (т. е. при  $U_{G2S}=4\text{ V}$ ,  $U_{G1S}=+0,5\text{ V}$  и  $y_{fs}=30\text{ mS}$ ). Това е логичен избор на работната точка  $Q$  при усилвателен режим на работа. Може да се докаже, че при наличие на силни смущаващи сигнали добра работа на смесителя би могло да се получи, като се допусне  $u_h$  да бъде правоъгълен сигнал, който би изменял преднапрежението на транзистора така, че последният да преминава периодично от режим на запущване до режим с работна точка  $Q$ , споменатата по-горе. По такъв начин  $g_m(t)$  би имала правоъгълна форма и ще се изменя между 0 и 30 mS. Тогава съставката на  $g_m$  с основната честота ( $f_h$ ) ще бъде приблизително 19 mS. Така би се получила по-голяма стръмност на преобразуване, отколкото при условията

за работа, описани в предишната точка. Някои предварителни измервания са показали, че този режим на работа е възможен и че в резултат се получават малки изкривявания вследствие на продукти от трета степен.

В приложното описание [9] на фирмата Fairchild се описва смесител, осъществен с двугейтов MOS-полеви транзистор FT0601. Тук хетеродинното напрежение е синусоидално



Фиг. 7.20. Графики на зависимостта  $y_{fs}(U_{G1S})$  на типичния двугейтов MOS-полеви транзистор 3N211

и се прилага на втория гейт. Коефициентът на усилване при преобразуване се изменя линейно от 0 до 15 dBm, когато нивото на подаваното хетеродинно напрежение се изменя от -15 до 0 dBm при междинна честота  $f_{IF} = 45$  MHz.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Guillemin, E. A. The Mathematics of Circuit Analysis. New York, John Wiley & Sons, Inc., 1949, p. 523.
2. Klein, E. Transistor Mixer Design Using Two-Port Parameters. Application Note AN-238, Motorola Semiconductor Products, Inc., Phoenix, Ariz.
3. Kwock, S-P. A Unified Approach to Optimum FET Mixer Design. Application Note AN-410, Motorola Semiconductor Products, Inc., Phoenix, Ariz.



4. Kwok, S-P. Field-Effect Transistor RF Mixer Design Techniques. — WESCON Convention Record, 11, Paper 8/1, Aug. 1967.
5. Oxner, E. Junction FETs in Active Double-Balanced Mixers. Application Note, Siliconix, Inc., Santa Clara, Calif., 1973.
6. Oxner, E. FETs in Balanced Mixers. Application Note AN72-1, Siliconix, Inc., Santa Clara, Calif., Revised 1976.
7. Application Note AN-3341. VHF Mixer Design Using the RCA-2N128 MOS Transistor, RCA, Harrison, N. J.
8. Weaver, S. TV Design Considerations Using High Gain Dual-Gate MOSFETs. — Application Report, Bulletin CA-173, Texas Instruments, Dallas, Tex.
9. Application Note APP-189. RF Applications of the FT0601 Dual-Gate MOSFET. — Fairchild Semiconductor Mountain View, Calif.
10. Vaar, L. S. RF Applications of the Dual-Gate MOSFET up to 500 MHz. Application Note AN-4431, RCA, Harrison, N. J.
11. For a comprehensive data sheet on dual-gate MOSFETs suitable for VHF amplifier and mixer operation, see Texas Instruments Types 3N204/5/6.
12. Vogel, J. S. Nonlinear Distortion and Mixing Processes in FETs. — Proc. IEEE 55, pp. 2109—2116, Dec. 1967.

### Задачи

7.1.1. Нелинеен елемент има характеристика, описана с формула (7.1), в която  $I_0=10$  mA,  $a=5 \cdot 10^{-2}$ ,  $b=2 \cdot 10^{-2}$ ,  $c=10^{-2}$  и  $u_1(t)=1 \cos \omega t$ . Намерете израза на  $i_2(t)$ , разгледайте като ред на Тейлор.

7.2.1. На входа на елемента от задача 7.1.1 е подаден сигнал  $u_1(t)=1 \cos 2\pi f_1 t + 0.5 \cos 2\pi f_2 t$ , в който  $f_1$  и  $f_2$  не са свързани по хармоничен закон, т. е. нека  $f_1=400$  Hz и  $f_2=750$  Hz. Намерете амплитудите и честотите на всички съставки на изходния ток и ги подредете в таблица.

7.1.3. В учебниците по анализ на вериги и сигнали често функцията  $f(t)=\cos \omega_0 t$  след преобразуване по Фурие се дава във формата  $G(\omega)=\pi[\delta(\omega-\omega_0)+\delta(\omega+\omega_0)]$ , където с  $\delta$  е означена единичната импулсна функция (на Дирак).

а) Покажете, че ако  $f$  е избрана като променлива на интегриране вместо  $\omega$ , след преобразуване (по Фурие) ще се получи  $G(f)=0.5[\delta(f-f_0)+\delta(f+f_0)]$ .

б) Покажете, че след преобразуване по Фурие на  $f(t)=A \cos(\omega_0 t + \theta)$  се получава  $G(f)=0.5A[e^{j\theta}\delta(f-f_0) + e^{-j\theta}\delta(f+f_0)]$ .

в) Покажете, че след преобразуване от  $f(t)=\sin \omega_0 t$  се получава  $G(f)=0.5j[e^{-j\pi/2}\delta(f-f_0) + e^{j\pi/2}\delta(f+f_0)]$ .

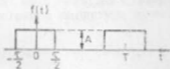
7.1.4. Напрежението, подавано на входа на смесителя с квадратична характеристика, се състои от:

а) носещ сигнал, модулиран по амплитуда,  $u_1(t)=10 \cos 2\pi \cdot 1000 \cdot 10^3 t + 3 \cos 2\pi \cdot 1001 \cdot 10^3 t + 3 \cos 2\pi \cdot 999 \cdot 10^3 t$ , mV;

б) хетеродино напрежение  $u_2(t)=50 \cos 2\pi \cdot 1500 \cdot 10^3 t + 20 \sin 2\pi \cdot 3000 \cdot 10^3 t$ , mV. На изхода на смесителя се получава интересуваният ни сигнал, получен като резултат от произведението  $u_1(t) \cdot u_2(t)$ . Намерете амплитудата и фазата на спектралните съставки на произведението.

7.1.5. На входа на смесителя с квадратична характеристика са подадени амплитудно-модулиран сигнал  $f_1(t)$  и хетеродино напрежение  $f_2(t)$ . AM-сигналят се описва с израза  $f_1(t)=10 \cos \omega_c t + 3 \sin(\omega_c + \omega_m)t + 3 \sin(\omega_c - \omega_m)t$ , mV. Напрежението на хетеродина е  $f_2(t)=100 \cos \omega_H t + 20 \cos 2\omega_H t$ , mV. Съответните честоти са  $f_c=1500$  kHz,  $f_m=2$  kHz и  $f_H=1955$  kHz. Стръмноста на преобразуване на смесителя, съответстваща на коефициента  $b$  в (7.1), е 5 mS. Намерете амплитудите само на онези съставки на изходния сигнал, които се получават от членовете-произведения, като използвате теоремата за конволюция. Покажете резултатите като спектър на сигнал с една странична лента и отбележете амплитудата и фазата на съставките на реалните функции на времето (т. е. комбинирайте членовете с положителна и отрицателна честота от спектъра на сигнала с две странични ленти).

7.3.1. Периодичният правоъгълен импулсен сигнал, показан на фиг. 7.3.1, се среща често при анализа на диодни смесители и на смесители, осъществени с интегрални схеми, или при фазовите детектори от



Фиг. 7.3.1

цифров тип. Продължителността на импулса е  $\tau$ , периодът на повторение —  $T$ , а основната честота —  $f=1/T$  или  $\omega=2\pi/T$ . Направете анализ по Фурие на този сигнал и покажете, че резултатът може да се запише в следния вид:

$$f(t) = \frac{A\tau}{T} + \frac{2A\tau}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi\tau/T)}{n\pi\tau/T} \cos n\omega t.$$

Покажете графично резултатния спектър и определете:

а) Отстоянието между две последователни спектрални линии.

б) Пресечните нулсни точки на обвиващата крива на спектъра, изразени чрез  $\tau$  и  $T$ .

7.5.1. Проверете дали, ако се използват формули (7.18), (7.19) и (7.20), се получават членовете от трета степен, дадени в таблица 7.1.

7.6.1. За направата на смесител с несиметричен изход трябва да се използва полеви транзистор с параметри  $g_{m0} = 6 \text{ mS}$  и  $U_P = -3 \text{ V}$ . Приемете, че транзисторът има идеална квадратична характеристика и работи в такъв режим, че  $u_{GS}$  приема крайни стойности между  $U_P$  и 0.

а) Определете стръмността на преобразуване  $g_c$  и ефективната стойност на напрежението на хетеродина, подавано между гейта и сорса.

б) Ако между гейта и сорса се подава ВЧ-сигнал с ефективна стойност 1 V, каква е ефективната стойност на дрейновия ток с разликова честота?

в) Приемете, че хетеродинаното напрежение се подава на гейта на транзистора така, както е показано на фиг. 7.14, и че  $C_1 = 2 \text{ pF}$ . Импедансът между гейта и земя, образуван от входния импеданс на полевия транзистор и от съгласуващата верига, е  $-j 150 \Omega$  за честота  $f_s = 115 \text{ MHz}$ . Каква трябва да бъде ефективната стойност на напрежението на хетеродина, подавано към смесителя?

7.6.2. Преди напрежението на един смесител с полеви транзистори се подава така, както е показано на фиг. 7.12, и  $g_m(t)$  се описва с формула (7.34) при стойности на  $u_{GS}$ , по-големи от  $U_P$ . Направете анализ по Фурие и покажете, че съставката с основна честота на  $g_m(t)$  се определя по формула (7.35).

7.6.3. Разгледайте фиг. 7.12. Нека  $U_P = -4 \text{ V}$ ,  $g_{m0} = 10 \text{ mS}$  и  $U_s = 10 \mu\text{V}$ . Намерете стойностите на  $g_c$ ,  $g_{m1}$ ,  $g_c$  и  $I_{IF}$ , ако:

а)  $U_{GS} = -3 \text{ V}$ ,  $U_s = 3 \text{ V}$ ;

б)  $U_{GS} = -4 \text{ V}$ ,  $U_s = 4 \text{ V}$ ;

в)  $U_{GS} = -5 \text{ V}$ ,  $U_s = 5 \text{ V}$ .

# Съдържание

Предговор 9

## 1. Системи за радиовръзка 12

- 1.1. Въведение 12
- 1.2. Елементи на радиосистемите 12
- 1.3. Модулация 14
- 1.4. Уплътняване на радиоканала по честота и време 16
- 1.5. Сравнение на системите за модулация 16

## 2. Електрически шум 18

- 2.1. Топлинен шум в резисторите и веригите 19
- 2.2. Шум в приемните антени 22
- 2.3. Шум в диоди, биполарни и полни транзистори 22
- 2.4. Дефиниции на някои термини, свързани с шума 26
- 2.5. Коэффициент на шума 31
- 2.6. Шумове в усилвателите 34

Приложение 2.1. Определяне на стойността на  $R_p$ , за която се получава минимален коефициент на шума 38

## 3. Трентящи кръгове и трансформиране на импеданси 39

- 3.1. Последователен резонанс 39
- 3.2. Паралелен резонанс 41
- 3.3. Паралелен резонанс при последователно включване на товарното съпротивление 42
- 3.4. Влияние на съпротивлението на източника и на активното съпротивление на бобината 44
- 3.5. Преобразуване на паралелни  $RC$ - и  $RL$ -двууплосници в последователни 45
- 3.6. Секционирани трентящи кръгове
- 3.7. Трентящ кръг с индуктивен делител и взаимна индуктивност между двете части на бобината 50
- 3.8. Трансформатор с настроен трентящ кръг 54
- 3.9. Трансформатори с два настроени трентящи кръга 58

Приложение 3.1. Таблица с формули за изчисление 63

## 4. Високофреkwотни усилватели на слаби сигнали 68

- 4.1. Дефиниция за усилвател на слаби сигнали 68
- 4.2. Модели на активните елементи 70
- 4.3. Устойчивост на усилвателите 73
- 4.4. Увеличаване на устойчивостта 76
- 4.5. Коэффициент на усиливане по мощност на усилвател 77
- 4.6. Проектиране на усилвател с безусловна устойчив активен елемент 79
- 4.7. Проектиране на усилвател с условно устойчив активен елемент 81
- 4.8. Максимален коэффициент на усиливане по мощност при съгласуване на входа при предварително дадена стойност на устойчивост 83
- 4.9. Настройваемост 84
- 4.10. Частотно проектиране на едностъпна резонансен усилвател 84

Приложение 4.1. Зависимости между параметрите на четириуплосника 90

Приложение 4.2.  $u$ -параметри на хибриден П-образен модел на транзистора 92

Приложение 4.3. Съответствие между величините на различните системи параметри на четириуплосника 92

Приложение 4.4. Справочни данни за високофреkwотните силнивеи PNP транзистори 2N4957, 2N4958, 2N4959 и 2N5829 94

## 5. Генератори на синусоидални трептения 103

- 5.1. Услови за възникване на трептения в генераторите 103
- 5.2. Генератори с отрицателно съпротивление 104
- 5.3. Генератори с обратна връзка 105
- 5.4. Начини за проектиране на генератори 107
- 5.5. Анализ и проектиране на генератор на Колпитц 108
- 5.6. Други схеми на генератори 117
- 5.7. Генератори с максимален коефициент на полезно действие 119
- 5.8. Генератори с кварцова стабилизация 120
- 5.9. Използуване на буферно стъпало 126
- 5.10. Стабилност на честотата 126

## 6. Системи за фазова автоматична донастройка на честотата 129

- 6.1. Схематично обяснение на принципа на действие на системата за ФАДЧ 129
- 6.2. Линеен анализ на системата за ФАДЧ 130
- 6.3. Терминология, използвана при анализа на веригите за ФАДЧ 134
- 6.4. Генератор на веригата за ФАДЧ 136
- 6.5. Фазов детектор 137
- 6.6. Приложения на системите за ФАДЧ 140
- 6.7. Пример за проектиране на система за ФАДЧ 143

## 7. Смесители 147

- 7.1. Класическа теория на смесителите и спектрален анализ 147
- 7.2. Терминология, използвана при смесителите 150
- 7.3. Балансирани двуполни смесители 153
- 7.4. Смесители, осъществени с биполарни и полени транзистори 157
- 7.5. Смесители, осъществени с биполарни транзистори 158
- 7.6. Смесители, осъществени с полени транзистори 161
- 7.7. Проектиране на смесители, осъществени с полени транзистори с регулируем PN-преход 165
- 7.8. Проектиране на смесители, осъществени с MOS-полени транзистори 167

## 8. Модулация 173

- 8.1. Амплитудна модулация 174
- 8.2. Амплитудно-модулирани сигнали с една и две странични ленти и подвисната носеща съставка 178
- 8.3. Получаване на еднолентови амплитудно-модулирани сигнали 179
- 8.4. Ъглова модулация 183
- 8.5. Честотен спектър на ъглово-модулирани сигнали 187
- 8.6. Векторни диаграми на ъглово-модулирани сигнали 191
- 8.7. Сравнение на честотната и фазовата модулация 193
- 8.8. Импулсна модулация 195
- 8.9. Пропускателна способност на канала 201

Приложение 8.1. Извеждане на формулата за спектъра на ъглово-модулирани сигнали 204

## 9. Радиоприемници на амплитудно-модулирани сигнали 206

- 9.1. Параметри на радиоприемниците 206
- 9.2. Резонансен усилвател 207
- 9.3. Смесители 209
- 9.4. Хетеродни 209
- 9.5. Междинночестотен усилвател 210
- 9.6. Междустъпални междинночестотни филтри 211
- 9.7. Дiodни амплитудни детектори 217
- 9.8. Умножителен детектор 220
- 9.9. Автоматично регулиране на усилването 221
- 9.10. Шумоподбително устройство 223
- 9.11. Приемници на FM-сигнали 224

## 10. Радноприемници за честотно-модулирани и фазово-модулирани сигнали 228

- 10.1. Междичестотна система 228
- 10.2. Характеристики на честотния детектор 230
- 10.3. Практически схеми на честотни детектори 233
- 10.4. Приемане на стереофонични ЧМ-сигнали 245
- 10.5. Бележки върху квадрофоничното възпроизвеждане на звука 248
- 10.6. Предварителна и обратна корекция 248
- 10.7. Пример за цялостна схема на радноприемник на ЧМ-сигнали 249

## 11. Телевизионни приемници 253

- 11.1. Телевизия за черно-бяло изображение 253
- 11.2. Широчина на честотния спектър на пълния видеосигнал 255
- 11.3. Предаване с частично подтисната странична лента 256
- 11.4. Телевизионен приемник за черно-бяло изображение 257
- 11.5. Цветна телевизия 257
- 11.6. Предаване на информация за цветност 262
- 11.7. Телевизионен приемник за цветно изображение 264

## 12. Линеини високочестотни усилватели на мощност 269

- 12.1. Усилватели на мощност клас А 272
- 12.2. Усилватели на мощност клас В 274
- 12.3. Практически съображения при проектирането 277
- 12.4. Интермодуляционни изкривявания и преднапрежение 279
- 12.5. Възбуждане и обратна връзка по висока честота 282
- 12.6. Широколентови трансформатори 287
- 12.7. Суматори и разклонители на мощност 293
- 12.8. Изходни филтри 296
- 12.9. Проектиране на охлаждащи радиатори 297

Приложение 12.1. Високочестотни мощни транзистори 300

## 13. Резонансни усилватели на мощност 303

- 13.1. Усилвател на мощност клас С при работа на активния елемент като източник на ток 303
- 13.2. Усилвател на мощност клас С при работа на активния елемент в режим на насыщение 307
- 13.3. Транзисторни усилватели на мощност клас С от смесен тип 309
- 13.4. Възбуждане и преднапрежение 314
- 13.5. Характеристики на усилвател на мощност клас С при амплитудна модулация 316
- 13.6. Умножители на честота 318
- 13.7. Съгласуване на импеданси 322

## 14. Високоэффективни резонансни усилватели на мощност 334

- 14.1. Идеализиран режим на работа на усилвател на мощност клас D 335
- 14.2. Практически съображения при проектирането на усилватели на мощност клас D 341
- 14.3. Усилватели на мощност клас E 347
- 14.4. Усилватели на мощност клас F 351
- 14.5. Усилватели на мощност клас S 353
- 14.6. Други видове високоэффективни усилватели на мощност 361

Приложение 14.1. Таблица на характеристиките на усилвателите на мощност 364

Приложение 14.2. Характеристики на усилвателите на мощност клас E 364

Приложение 14.3. Изкривявания на сигнала при широчинно-импулсната модулация 365

## 15. Предаватели на амплитудно-манипулирани, честотно-модулирани и амплитудно-модулирани сигнали 367

- 15.1. Предаватели на амплитудно-манипулирани сигнали 368
- 15.2. Предаватели на ЧМ-сигнали 371
- 15.3. Предаватели на амплитудно-модулирани сигнали 378

**16. Предаватели на еднолентови (SSB) сигнали 387**

16.1. Устройство на предавателите на SSB-сигнали 387

16.2. Вериги от линейни усилватели 391

16.3. Максимална средна и средна мощност на изходния модулиран сигнал

16.4. Автоматично регулиране на усилването и защита от стоящи вълни

16.5. Премахване и възстановяване на обвиващата крива 399

**Предметен указател 407**

## ПОЛУПРОВОДНИКОВА РАДИОТЕХНИКА

Автори: *Херберт Л. Краус, Чарлз В. Бостин, Фредерик Х. Рааб*

Преводяч *Емил С. Покузан*

Националност *американска*

Първо издание

Код 03 95331 42514 Издателски № 13871  
3172-33-83

Научен редактор проф. к. т. и. инж. *Стево К. Покузан*

Художник *Любомир Михайлов*

Художник редактор *Слава Даскалова*

Технически редактори *Дора Мечонова*

*Шестина Ширева*

Коректор *Елизна Даскава*

Датум за набор на 10. XI. 1983 г.

Получена за печат м. януари 1985 г.

Излязла от печат м. февруари 1985 г.

Печатни коли 25,75 Издателски коли 33,27 УИК 36,45

Формат 16/70/100 Цена 2,83 лв.

Държавно издателство „Техника“, София, бул. „Руски“ № 6

Държавна печатница „Георги Димитров“, София