

ХЕНРИ ОТ

*На Катлин*

**МЕТОДИ  
ЗА НАМАЛЯВАНЕ  
НА ШУМОВЕТЕ  
В ЕЛЕКТРОННИТЕ  
СИСТЕМИ**

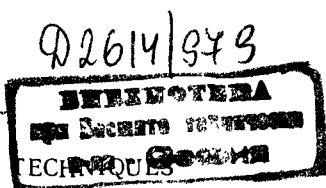
Превел от английски език инж. Стефан В. Стефанов

*spoika.info, KN34PC*

ДЪРЖАВНО ИЗДАТЕЛСТВО „ТЕХНИКА“  
СОФИЯ, 1979

В книгата са разгледани практическите аспекти на подтискането на шума в електронните системи — един от най-трудните проблеми в практиката на инженера-конструктор. Пояснена е същността на проблема. Описани са два от най-важните методи за подтискане на шума — екраниране и заземяване. Освен това са разгледани и други начини за преобразуване и отстраняване на шумовете — балансиране, развързване, филтриране. Разгледани са източниците на шумовете в транзисторните и интегралните схеми. Математическият апарат е сведен до минимум, като е дадена достатъчна количествена оценка за всеки отделен случай.

Книгата е предназначена за слаботокови инженери, записващи се с проектиране и конструиране на електронни системи. Тя може да бъде ценно помагало на студенти и техници.



HENRY W. OT

NOISE REDUCTION TECHNIQUES  
IN ELECTRONIC SYSTEMS

© 1976 by Bell Telephone Laboratories, Incorporated

All rights reserved. Authorized translation from English language edition published by John Wiley & Sons, Inc.

© СТЕФАН В. СТЕФАНОВ,

превод от английски език, 1979 г.

## ПРЕДГОВОР

Тази книга обхваща практическите аспекти по подтискане на шумовете и тяхното управление в електронните системи. Тя е предназначена на първо място за инженери-практици, които се занимават с конструиране на електронни апаратури или системи, а също така може да служи и като учебно пособие за излагане на някои практически аспекти на подтискането на шума. Концепциите по намаляване на шумовете, изложени в книгата, могат да бъдат приложени както към схеми, работещи на звукови честоти, така и към схеми, работещи в СВЧ обхват. По-голямо внимание е отделено на шумовите проблеми при ниските и средните честоти, и то на тези случаи, които са най-малко отразени в литературата.

Едни от най-трудните и осуетяващи плановете проблеми, пред които често биват изправяни инженерите-конструктори, се отнасят до елиминирането на шумовете от електронните схеми или системи. Повечето от инженерите не са достатъчно добре подготвени да решават шумовите проблеми, тъй като тази тематика обикновено не е застъпена нашироко във ВТУЗ и наличната литература по тези въпроси е разпръсната по множество различни списания.

Проблемите на шума обикновено се решават по опитен път, при което често се допускат грешки или изобщо неразбиране на механизма на прилаганите методи. Често усилията за решаване на проблема отнемат много време и решенията могат да се окажат незадоволителни, ако условията за работа се променят. Това е жалко, тъй като повечето от прилаганите принципи са твърде опростени и могат да бъдат обяснени посредством теорията на елементарната физика.

Началото на този материал бе поредица от лекции, предназначени за курсовете в извънработно време, организирани към фирмата «Бел лабораториз», а по-късно представляващи част от постоянната образователна програма на фирмата.

Подходът, използван в теста, е ориентиран предимно да облекчи конструирането с ограничаване до минимум количеството и сложността на използвания математически апарат. В някои от случаите моделите, описващи физическите явления, са опростени с цел да се осигурят повече полезни резултати. Посредством реално опростяване на основните положения са получени резултати, притежаващи ясен физически смисъл.

Материалът е подреден по следния начин. Глава 1 е въведение към същността на намаляването на шума. Глави 2 и 3 обсъждат двата основни метода за овладяване на шумовете: екраниране и заземяване. Глава 4 обсъжда други видове техника за намаляване на шумовете, като балансиране, развързване и филтриране. Глава 5, която разглежда пасивните компоненти, обхваща характеристиките, които описват шума на компонентите и тяхното използване в схемотехниката за намаляване на шумовете. Глава 6 дава подробен анализ на ефективността на металческите екрани. Глава 7 обхваща релета и ключове и обсъжда методите за намаляване на шумовете, породени от тези елементи. В глава 8 се разглеждат източниците на собствен шум, които дават теоретически минималното ниво на шума в схемата. В глава 9 се обсъждат шумовете в транзисторите и интегралните схеми.

На края на всяка глава се обсъждат в резюме най-важните моменти на разглежданите проблеми. За интересуващите се от допълнителна информация е приложена библиография. В допълнение в приложение А се обсъждат децибелите и тяхното използване при измервания на шумовете в звуко-честотните аналогово съобщителни системи. Приложение Б (представено във формата на изпитен лист) е общо резюме на най-често използваните методи за подтискане на шумовете. Преговорни проблемни задачи за всяка глава могат да бъдат намерени в приложение Г с отговори в приложение Д.

Искам да изразя моята благодарност към г-н S. D. Williams, Jr., който ми оказа съдействие при създаване на курса от лекции за семинара по управление на шумовете. Това е основата, от която израсна тази книга. Аз съм също благодарен на многото мои студенти, на чийто ентузиазъм дължа продължаването на работата. Специални благодарности на г-н F. P. Sullivan и г-ца A. L. Wasser за тяхното техническо издаване на ръкописа и на г-н L. E. Morris и г-н D. N. Heirman за многото полезни предложения. В допълнение бих желал да благодаря на всички мои колеги, които прегледаха ръкописа, за техните полезни практически бележки. Накрая бих желал да изразя моята благодарност към «Бел лабораториз» за съдействието и поддръжката.

ХЕНРИ В. ОТ

Уипейн, Нью Джърси  
Юли, 1975 г.

# СЪДЪРЖАНИЕ

## Предговор

### Основни условни означения

#### 1. Интерференционният проблем

Проектиране на електромагнитната съвместимост . . . . .	18
Определения . . . . .	19
Правила . . . . .	20
Типичен канал на шума . . . . .	24
Използване на теорията на многополюсниците . . . . .	26
Начини на проникване на шумовете . . . . .	28
Видове източници на шум . . . . .	30
Методи за премахване на интерференцията . . . . .	32
Резюме . . . . .	33
Библиография . . . . .	33

#### 2. Екраниране на проводниците

Капацитивна връзка . . . . .	35
Влияние на екрана върху капацитивната връзка . . . . .	38
Индуктивна връзка . . . . .	41
Магнитна връзка между екрана и вътрешния проводник . . . . .	44
Екраниране за предотвратяване на магнитното излъчване . . . . .	48
Екраниране на приемника против магнитни полета . . . . .	50
Експериментални данни . . . . .	53
Екраниращ фактор . . . . .	56
Пример на селективно екраниране . . . . .	57
Коаксиален кабел спрямо екранирана двойка усукани проводници . . . . .	59
Плетени екрани . . . . .	60
Разпределение на тока през екрана . . . . .	61
Резюме . . . . .	62
Библиография . . . . .	63

#### 3. Заземяване

Заземяване за безопасност . . . . .	65
Заземяване на сигналния тракт . . . . .	67
Система на заземяване в една точка . . . . .	68
Система на заземяване в повече точки . . . . .	70
Практическо нискочестотно заземяване . . . . .	71
Заземяване на механическата конструкция . . . . .	73
Единично заземяване на схемите . . . . .	74
Екрани на усилватели . . . . .	77
Заземяване на кабелни екрани . . . . .	78
Разделящи и неутрализиращи трансформатори . . . . .	82
Оптически преобразуватели . . . . .	86
Диференциални усилватели . . . . .	87
Заземяване на екрана при високи честоти . . . . .	89
Защитни екрани . . . . .	90
Защитни измервателни уреди . . . . .	95

Кабели и съединители	98
Резюме	99
Библиография	100

#### 4. Други методи за намаляване на шумовете

Балансиране	100
Развързване на токозахранващите устройства	107
Развързващи филтри	112
Развързване на усилвателите	114
Висококостотно филтриране	117
Широчина на пропусканата лента на системата	118
Модулация и кодиране	119
Цифрови системи	119
Резюме	123
Библиография	123

#### 5. Пасивни елементи

Кондензатори	125
Бобини	130
Трансформатори	132
Съпротивления	134
Шум в съпротивленията	134
Проводници	136
Ферити	139
Резюме	143
Библиография	144

#### 6. Ефективност на металическите екрани

Близки и далечни електромагнитни полета	146
Ефективност на скраниране	148
Характеристичен и вълнов импеданс	150
Загуби на поглъщане	151
Загуби на отражение	155
Загуби на отражение при плоски вълни	157
Смесени загуби на поглъщане и отражение при плоски вълни	158
Загуби на отражение в близкото поле	159
Загуби на отражение при електрическо поле	160
Смесени загуби на поглъщане и отражение при електрически полета	161
Загуби на отражение при магнитно поле	161
Многократни отражения в тънки екрани	162
Смесени загуби на поглъщане и отражение при магнитни полета	164
Резюме на изразите за скраниране	164
Магнитен материал като екран	165
Експериментални данни	168
Щекове и отвори	170
Провсждащи вакуумни уплътнения	174
Резюме	176
Библиография	

#### 7 Контактна защита

Светещ разряд	179
Изпарение на метал или дъгов разряд между контактите	180
Променливотокови спрямо постояннотокови вериги	182
Материал на контакта	183
Класификация на контактите	184
Товари с големи лавинообразни токове	184
Индуктивни товари	186

Основи на контактната защита . . . . .	188
Подтискане на преходните процеси при индуктивни товари . . . . .	193
Схеми на контактна защита при индуктивни товари . . . . .	196
Индуктивни товари, управлявани посредством транзисторен ключ . . . . .	200
Контактна защита при активен товар . . . . .	200
Указания за избор на контактна защита . . . . .	201
Примери . . . . .	202
Резюме . . . . .	203
Библиография . . . . .	204

### 8. Източници на собствен шум

Топлинен шум . . . . .	205
Характеристики на топлинния шум . . . . .	209
Еквивалентна широчина на лентата на шума . . . . .	211
Дробов шум . . . . .	215
Контактен шум . . . . .	216
Импулсен шум . . . . .	217
Наслагване на шумови напрежения . . . . .	218
Измерване на случаен шум . . . . .	220
Резюме . . . . .	220
Библиография . . . . .	221

### 9. Шум в активните елементи

Коефициент на шума . . . . .	222
Измерване коефициента на шума . . . . .	225
Изчисление на отношението сигнал/шум и на входното напрежение на шума чрез коефициента на шума . . . . .	227
Модел на напрежението и тока на шума . . . . .	228
Измерване на $U_n$ и $I_n$ . . . . .	231
Изчисляване на коефициента на шума и на отношението сигнал/шум от $U_n$ и $I_n$ . . . . .	232
Оптимално съпротивление на източника . . . . .	234
Коефициент на шума на последователно свързани стъпала . . . . .	236
Шумова температура . . . . .	239
Шум на биполярните транзистори . . . . .	240
Шум на полевите транзистори . . . . .	244
Шум на монолитните операционни усилватели . . . . .	247
Резюме . . . . .	252
Библиография . . . . .	252

### Приложение А. Децибелн . . . . . 254

Използуване на децибелите за други отношения освен отношение на мощности . . . . .	254
Загуби на мощност или отрицателно усилване по мощност . . . . .	256
Абсолютно ниво по мощност . . . . .	256
Измервания на шум . . . . .	257
Единици на прослушване между каналите . . . . .	260
Събиране на мощности, изразено в децибелн . . . . .	260

### Приложение Б. Резюме на методите за намаляване на шумовете . . . . . 262

### Приложение В. Многократни отражения на магнитни полета в тънки екрани 264

### Приложение Г. Задачи . . . . . 266

### Приложение Д. Отговори на задачите . . . . . 281

Азбучен указател

## ОСНОВНИ УСЛОВНИ ОЗНАЧЕНИЯ

- A* — площ  
*A* — усилване по напрежение  
*A* — загуби на поглъщане (dB)  
*B* — магнитна индукция  
*B* — корекционен фактор на многократно отражение (в dB)  
*B* — широчина на лентата на шума  
*C* — капацитет  
*C<sub>T</sub>* — разпределен капацитет на предавателна линия  
*c* — разстояние от център до център  
*D* — разстояние между проводници  
*d* — диаметър  
*E* — напрегнатост на електрическото поле  
*e* — база на натуралния логаритъм ( $e = 2,7183$ )  
*F* — коефициент на шума  
*f* — честота  
*f<sub>c</sub>* — честота на среза на скрана  
*f<sub>0</sub>* — широчина на честотната лента на ниво 3dB  
*f<sub>r</sub>* — резонансна честота  
*f<sub>a</sub>* — гранична честота на усилване по ток  
*G* — усилване по мощност  
*G<sub>s</sub>* — пълна проводимост на източника  
*g<sub>fs</sub>* — права проходна проводимост  
*g<sub>11</sub>* — пълна входна проводимост  
*H* — напрегнатост на магнитното поле  
*h* — височина на проводника над равнината на заземяването  
*h* — разстояние между плоски проводници  
*I* — ток  
*I<sub>A</sub>* — минимален ток на дъгов разряд  
*I<sub>dc</sub>* — постоянен ток  
*I<sub>f</sub>* —  $\frac{1}{f}$  — ток на шума  
*I<sub>G</sub>* — ток на заземяването  
*I<sub>gss</sub>* — остатъчен ток през затвора на полевия транзистор  
*I<sub>L</sub>* — ток през товара  
*I<sub>N</sub>* — произволен ток на шума  
*I<sub>n</sub>* — еквивалентен входен ток на шума  
*I<sub>0</sub>* — ток в момента  $t = 0$   
*I<sub>s</sub>* — ток на източника  
*I<sub>S</sub>* — ток през екрана  
*I<sub>sh</sub>* — ток на дробов шум  
*I<sub>t</sub>* — ток на топлинен шум  
*i* — моментна стойност на тока  
*j* — единичен вектор по направление на имагинерната ос  
*K* — константа (постоянна)  
*K* — произволно цяло число  
*k* — константа на Болцман  
*L* — индуктивност



- $L_c$  — последователна индуктивност на кондензатор  
 $L_s$  — индуктивност на екрана  
 $L_T$  — разпределена индуктивност на линия за предаване  
 $l$  — дължина  
 $M$  — взаимна индуктивност  
 $m$  — произволно цяло число  
 $N$  — функция на електрическа верига  
 $NF$  — шумово число  
 $P$  — мощност  
 $P_{no}$  — мощност на шума на изхода  
 $q$  — заряд на електрона  
 $R$  — съпротивление  
 $R$  — загуби на отражение (dB)  
 $R_{ac}$  — променливотоково съпротивление  
 $R_C$  — съпротивление на проводника  
 $R_c$  — серийно съпротивление на кондензатор  
 $R_{dc}$  — постоянно токово съпротивление  
 $R_F$  — съпротивление на предпазителя  
 $R_G$  — съпротивление на заземяването  
 $R_L$  — съпротивление на товара  
 $R_S$  — съпротивление на екрана  
 $R_s$  — съпротивление на източника  
 $R_{so}$  — съпротивление на източника при минимален коефициент на шума  
 $R_T$  — разпределено съпротивление на линия на предаване  
 $r$  — радиус  
 $r_b'$  — базово съпротивление в Т-образната еквивалентна схема на транзистор  
 $r_c$  — колекторно съпротивление в Т-образната еквивалентна схема на транзистора  
 $r_e$  — емитерно съпротивление в Т-образната еквивалентна схема на транзистор  
 $S$  — ефективност на екраниране (dB)  
 $S/N$  — отношение сигнал/шум, изразено в отношение на мощности  
 $SNI$  — коефициент на издълбавяне на стиснението с /ш  
 $T$  — температура  
 $T_e$  — еквивалентна шумова температура на входа  
 $T_o$  — стандартна еталонна температура  
 $t$  — време  
 $t$  — дебелина  
 $t_r$  — време на фронта на импулс  
 $U$  — напрежение  
 $U_A$  — минимално напрежение на дъгов разряд  
 $U_B$  — прагово напрежение на светещ разряд  
 $U_C$  — напрежение на шума от общ характер  
 $U_c$  — контактно напрежение  
 $U_{dc}$  — постоянно напрежение  
 $U_G$  — напрежение на заземяване  
 $U_L$  — напрежение на товара  
 $U_M$  — шумово напрежение на контактни двойки метали  
 $U_N$  — случайно напрежение на шума  
 $U_n$  — еквивалентно шумово напрежение на входа  
 $U_{nd}$  — еквивалентно шумово напрежение на входа на елемент  
 $U_{no}$  — напрежение на шума на изхода  
 $U_{nt}$  — общо еквивалентно напрежение на шума на входа  
 $U_s$  — напрежение на източника  
 $U_S$  — напрежение на екрана  
 $U_t$  — напрежение на топлинен шум  
 $w$  — широчина на проводника

$Z$  — импеданс  
 $Z_c$  — колекторен импеданс  
 $Z_e$  — емитерен импеданс  
 $Z_o$  — характеристичен импеданс на предавателна линия  
 $Z_O$  — характеристичен импеданс на средата  
 $Z_s$  — импеданс на екрана  
 $Z_w$  — вълнови импеданс  
 $\alpha$  — усилване по ток при схема с обща база  
 $\beta$  — усилване по ток при схема с общ емитер  
 $\gamma$  — коефициент на корелация  
 $\delta$  — дълбочина на скин-ефекта  
 $\epsilon$  — диелектрична проникваемост  
 $\epsilon_r$  — относителна диелектрична проникваемост  
 $\xi$  — коефициент на затихване  
 $\eta$  — коефициент на екраниране  
 $\theta$  — ъгъл  
 $\lambda$  — дължина на вълната  
 $\mu$  — магнитна проникваемост  
 $\mu_r$  — относителна магнитна проникваемост  
 $\pi$  — 3,1416  
 $\rho$  — специфично съпротивление  
 $\rho_r$  — относително специфично съпротивление  
 $\sigma$  — проводимост  
 $\sigma_r$  — относителна проводимост  
 $\Phi$  — магнитен поток  
 $\omega$  — кръгова честота ( $2\pi f$ )  
 $\omega_c$  —  $2\pi f_c$

# 1

## ИНТЕРФЕРЕНЦИОННИЯТ ПРОБЛЕМ

Широкото използване на електрическите и електронните апаратури за свързки, пренасяне на енергия, автоматизация, изчислителна техника и за други цели налага различните устройства да работят в непосредствена близост едно до друго. При това често си взаимодействуват неблагоприятно. Електромагнитната интерференция (ЕМИ)\* стана проблем от първостепенна важност за конструкторите на електроапаратури и както изглежда, положението ще стане още по-трудно за в бъдеще. Големият брой електронни елементи при тяхното нормално използване е отчасти причина за такава тенденция. В допълнение към това с приложението на интегралните схеми (ИС) се намаляват размерите на електронните апаратури. Тъй като структурно схемите стават по-малки и по-усложнени, повечето от тях се поместват в по-малък обем и оттук се увеличава възможността за взаимно влияние.

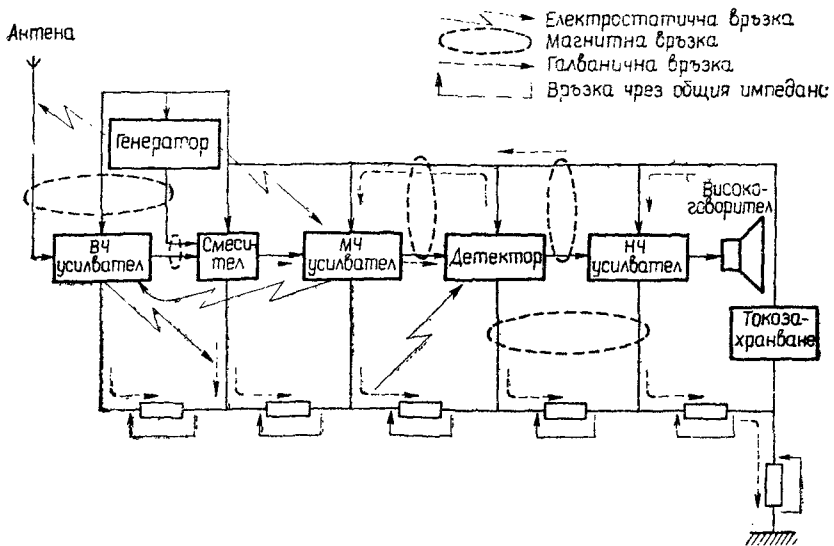
Понастоящем конструкторите на електронна апаратура трябва да постигнат повече от това, техните схеми да работят добре при идеалните условия на лабораторията. За да изпълнят тази задача, те трябва да създадат апаратура, която да работи надеждно в реални условия в близост до други подобни съоръжения. Това означава, че апаратурата не би трябвало да се влияе от външни източници на шум и самата тя да не бъде източник на шум. Премахването или по-точно избягването на ЕМИ би трябвало да бъде предмет от първостепенна важност при конструирането.

Фиг. 1.1, представляваща блоковата схема на радиоприемник, е използвана като пример, за да даде представа за различните видове взаимно влияние (интерференция), които могат да се срещнат при апаратурите.

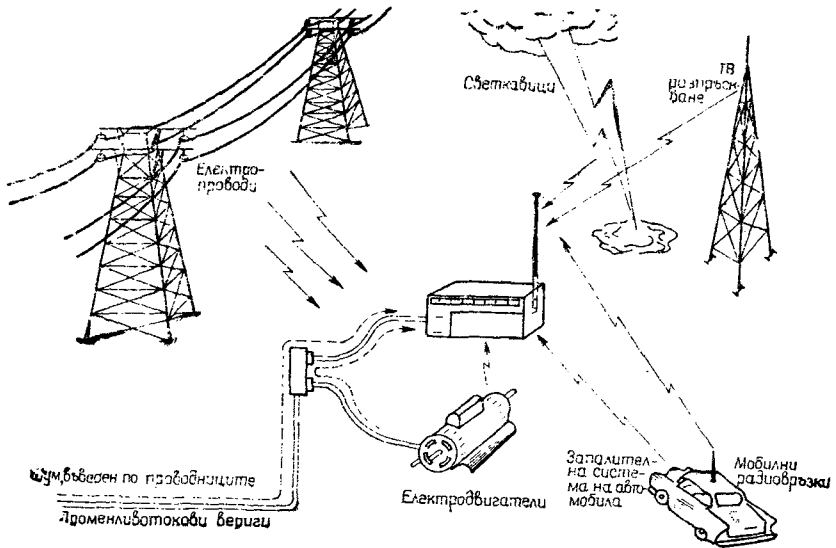
Свързването на отделните стъпала позволява пренасянето на шум, а от друга страна, някои стъпала могат да излъчват шум. Освен това токовете към шаси от отделните стъпала текат през общия импеданс на шасито и създават напрежение в общия проводник на заземяването. На фигурата е показана също и електромагнитната връзка между сигналите. Тези шумови проблеми са примери на взаимно влияние вътре в апаратурата, които трябва да се решат навреме, още докато радиото работи в условията на ла-

---

\*Понастоящем се предпочита употребата на по-общия термин ЕМИ вместо стария термин «Радиочестотна интерференция» (РЧИ). (Б. а.)

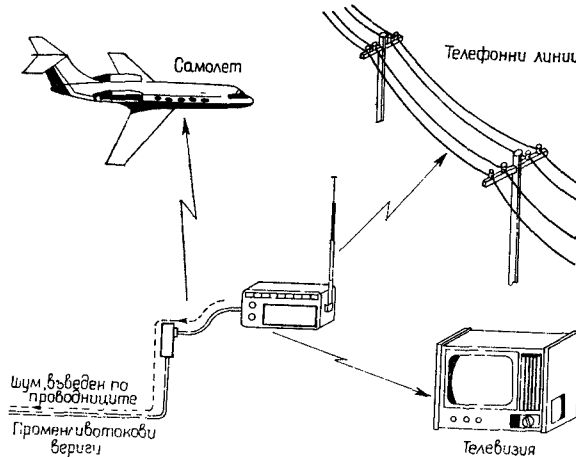


Фиг. 1.1 В рамките на една апаратура, като този радиоприемник например, отделните елементи на схемата могат да си влияят взаимно по различни начини



Фиг. 1.2. Електронна апаратура като този радиоприемник извън условията на лабораторията е подложена на въздействието на разнообразни електромагнитни източници на шум. Изисква се грижливо обмислена конструкция, за да се гарантира съвместимост на апаратурата с обкръжаващата я среда

бораторията. Когато радиоприемникът бъде поместен в реални условия, той се подлага на влиянието на допълнителни външни източници на шум, като тези, показани на фиг. 1.2. Токовете на шума са въведени в приемника по линията на мрежовото захранване



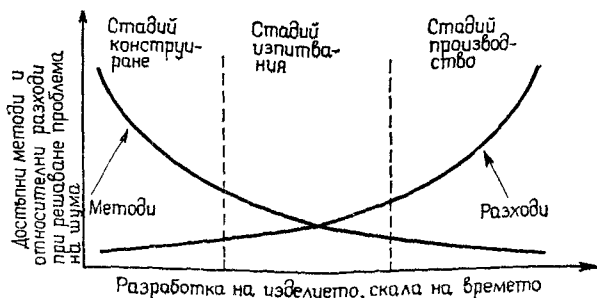
Фиг. 1.3. Електронна апаратура като това радио е в състояние да излъчва шум, който може да си взаимодействува с други схеми. Подобно излъчване може да се избегне, ако се вземе пред вид шумът по време на конструирането на апаратурата

и радиоприемникът е подложен на въздействието на електромагнитното излъчване от различни източници. В този случай източникът на шум е извън контрола на конструктора. Изделието обаче трябва да бъде така конструирано, че да работи и в такава среда.

Фиг. 1.3 описва друга страна на проблема за шума. Радиоапаратурата може да бъде източник на шум, който си взаимодействува с друга апаратура. Част от схемата излъчва директно шума и по захранващите проводници тези шумове се довеждат до други схеми. Токовете на шума, протичащи по проводника на захранването, причиняват допълнително излъчване на шум. Еднакво важно е при конструирането както да се сведе до минимум излъчването на шум от апаратурата, така и да не бъде тя податлива към интерференция.

## ПРОЕКТИРАНЕ НА ЕЛЕКТРОМАГНИТНАТА СЪВМЕСТИМОСТ

Електромагнитната съвместимост (ЕМС) представлява способността на апаратурата да функционира правилно в определената ѝ електромагнитна среда. ЕМС би могла да бъде обмислена на по-ранен етап, при проектирането на стъпалата на нова част от апа-



Фиг. 1.4. С напредване на разработката на изделието намалява броят на приложимите методи за намаляване на шумовете, като същевременно нарастват разходите по тях

ратурата. Ако не се отчете навреме ЕМС, още докато проблемът е възникнал по време на изпитанията, взетите след това решения ще бъдат незадоволителни и скъпи. С преминаването на изделието от стадий на разработка към стадий на изпитвания и внедряване в производството намалява постоянно апаратурата за намаляване на шумове, до която има достъп конструкторът. Съответно се повишава и стойността на изделието. Тези тенденции са показани на фиг. 1.4. Рано взетите решения по отношение на интерференционния проблем обикновено са най-добри и най-икономични.

Например, ако навреме се вземе под внимание съображението за подтискане на шума за едно стъпало или подсистема, докато апаратурата като цяло още е в етап на конструиране, възможните за приложение средства за намаляване на шума са сразнително прости. Опитът показва, че при такъв подход конструкторът би могъл да създаде изделие с елиминирани до 80–90% потенциални проблеми на шума още преди пристъпване към изпитвания.

От друга страна, системи, проектирани при пълно пренебрегване на подтискането на шума, имат почти винаги проблеми с него при започване на изпитванията. Проведеният анализ за откриване коя от множеството възможни комбинации на проникване на шума е довела до такъв проблем, може да не бъде прост или очевиден. Решения на този стадий на конструиране обикновено

водят до прибавяне на допълнителни елементи, които не са задължителна част от схемата. Като следствие от това възникват нови инженерни разходи и разходи от стойността на допълнителните компоненти и тяхното монтиране. По-нататък това може да доведе до увеличаване на размерите, масата и мощността на разсейване на изделието.

Своевременни мерки трябва да бъдат взети още при решаването на задачата за свеждане до минимум количеството на собствения шум на апаратурата, тъй като съществува възможност той да си взаимодействува с други апаратури. За предпочитане е винаги да се контролира в най-голяма степен шумът на източника, тъй като при такъв подход може да се избегне интерференционният проблем за голям брой приемни схеми. Следователно да се осигури магнитна съвместимост на една апаратура, означава тя да бъде така конструирана, че да не въздейства неблагоприятно върху друга апаратура и съответно да не се влияе от същата в обкръжаващата ги среда.

## ОПРЕДЕЛЕНИЯ

*Шумът* може да се дефинира като електрически сигнал, съществуващ в схемата извън полезния сигнал. Важно изключение от тази дефиниция са продуктите на нелинейните изкривявания на сигнала, дължащи се на нелинейностите на схемата. В действителност това са проблеми на конструиране на схемата и не са конкретно проблеми на шума. Въпреки че продуктите на нелинейните изкривявания на сигнала са нежелани, те не могат да се определят като шум, макар че те могат да бъдат свързани с друга част на схемата. От определението на шума следва, че полезният сигнал в едната част на схемата може да бъде считан за шум, ако по невнимание проникне в някоя друга част от схемата.

Източниците на шум могат да бъдат групирани в три основни категории. Към първата спадат т. нар. вътрешни източници на шум, които възникват от случайните флукуации на физическите системи. Примери за вътрешни шумове са топлинният и дробовият шум. Към втората категория спадат източници на шум, които възникват вследствие на човешка дейност — електродвигатели, превключватели и предаватели. Третата категория включва шум, дължащ се на природни смущения — светкавици и слънчеви изригвания.

*Интерференцията* може да се определи като нежелан ефект на шума. Ако шумовото напрежение доведе до незадоволителна работа на схемата, това е интерференция. Обикновено шумът не може да бъде напълно премахнат, а той трябва да бъде сведен до степен, при която по-нататък да не причинява интерференция.

*Чувствителност* е способността на елемента или схемата да реагира на нежеланата електрическа енергия (шума). Нивото на чувствителност на схемата или елемента е шумовата среда, в която апаратурата все още работи задоволително.

## ПРАВИЛА

Действащите държавни и военни технически предписания и изисквания могат да дадат по-дълбоко вникване в проблемите на интерференцията и произтичащите от нея задължения на конструкторите на електронна апаратура.

В САЩ Федералната комисия по съобщенията (ФКС) регламентира използването на жичните и безжичните съобщения. В нейните задължения влиза и контролът върху интерференцията. Правилникът на ФКС, част 15 (радиочестотни елементи) и част 18 (индустриална, научна и медицинска апаратура), обхващат контрола върху взаимното влияние. Тези правила определят допустимото количество излъчвана енергия за различните класове апаратура.

Типичен пример на такива правила е подраздел 15, точка 7, който разглежда общите изисквания по ограничение излъчването на елементите. ФКС определя ограничено излъчващите елементи, както следва: «Елемент, при който генерирането на високочестотна енергия е преднамерено допуснато при конструкцията и в който ВЧ енергия се разпространява по проводници или се излъчва ...» Тази група включва апаратури като приспособления за отваряне вратите на гаражи, портативни радиотелефони, безжични микрофони и радиочестотни предназначени съоръжения. В същия подраздел се определя, че пълното електромагнитно поле, съществуващо на разстояние  $\frac{\lambda}{2\pi}$  (приблизително  $1/6$  дължина на вълната) от апаратурата, която ги създава, не трябва да превишава  $15\mu\text{V}/\text{m}$ , освен ако не е разрешена по-голяма стойност, и че трябва да се работи с минималната възможна мощност, позволяваща постигането на желаната цел. Ако се получи вредна интерференция, трябва да бъдат взети навременни мерки за отстраняване на взаимното влияние. Ако подобна вредна интерференция се получи при работата на специални свързочни или навигационни служби, функционирането на излъчващите съоръжения трябва да бъде преустановено до отстраняване на причините, предизвикващи такава интерференция.

Втори пример от правилата на ФКС може да бъде даден с подраздел 15.31, който разглежда някои случайно излъчващи елементи, дефинирани, както следва: «Устройство, което излъчва високочестотна енергия по време на своята работа, въпреки че то не е преднамерено конструирано да генерира ВЧ енергия.»



Към тези устройства спадат ключови схеми, транзистори и управляеми вентили, електродвигатели, мощни преобразуватели, двигатели с вътрешно горене и луминесцентни лампи.

Понастоящем ФКС има само много общи изисквания за отсъствие на интерференция в устройствата със случайно излъчване. Тя постановява:

Устройство, което създава случайно излъчване, трябва да работи така, че излъчената ВЧ енергия не трябва да причинява вредна интерференция. В случай че е причинена вредна интерференция, операторът на устройството трябва да вземе бързи мерки за елиминирането ѝ.

ФКС е упълномощена да регулира и за в бъдеще работата на такива устройства с оглед на интерференцията\*. До днес обаче ФКС не е прилагала тази си власт, разчитайки на саморегулирането в индустрията. Допуснат ли се обаче нарушения в индустрията, ФКС има пълното право да упражни своята власт в тази сфера.

Устройствата, които използват радиовълните за индустриални, научни или медицински цели, са регламентирани съгласно част 18 от правилника на ФКС. Включени са медицински диатермични съоръжения, индустриални генератори за ВЧ нагряване, съоръжения за ВЧ заваряване, устройства, използвани за получаване на физикални промени на веществата, и др. относително некомуникационни съоръжения. Част 18 определя задълженията на оператора на индустриално, научно или медицинско съоръжение, което причинява вредна интерференция на някои официални радиослужби, да вземе бързи мерки за отстраняване на интерференционното явление.

Друг важен източник на информация по регламентиране проблемите на интерференцията представляват военните стандартизационни документи. Например MIL-STD-461A определя границите на излъчване при интерференционните явления за честоти от 30 Hz до 10GHz. Специфичните методи на изпитвания и начини на провеждането им се съдържат в MIL-STD-462.

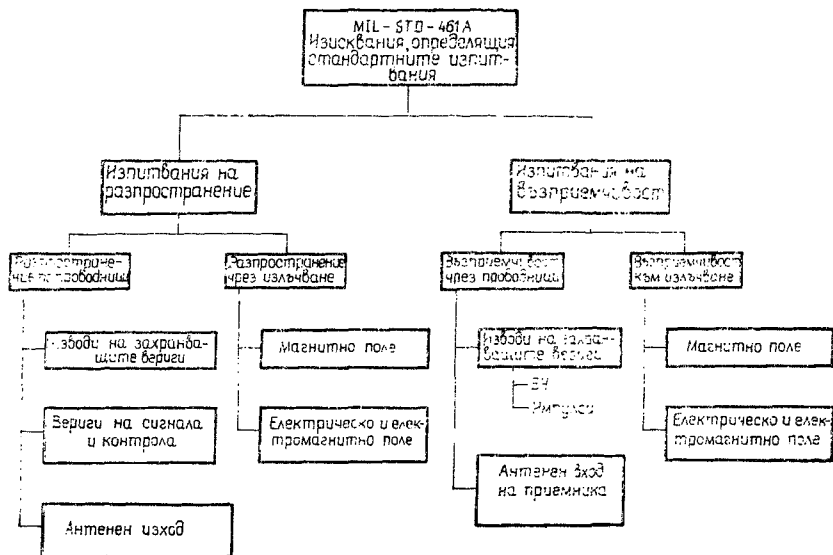
Категориите на изпитванията, определени съгласно MIL-STD-461A, се подредени на блоковата схема на фиг. 1.5. Изпитванията се провеждат както за разпространение на шумове чрез излъчване или по проводници, така също и за аналогична възприемчивост на електронните апаратури. Трябва да се отбележи, че в допълнение към въпроса за разпространението на електромагнитната енергия посредством излъчване MIL-стандартите дават и количеството шум, което може да бъде измерено навън от апаратурата върху изводите на захранването и изводите на сигнала, докато наредбите на ФКС определят само разпространението посредством излъчване. Този MIL-стандарт е изчерпателен документ и често се прилага в индустрията като ръководство за проектиране на военна апаратура, свободна от интерференционни явления.

---

\*Държавен закон 90—379, приет през 1968 г. (Б. а.)

Следващите примери за изискванията на MIL-STD-461A могат също да бъдат приложени като обосновани критерии при проектиране на гражданска апаратура.

Изпитване RE 01 изисква индукцията на магнитното поле, създадено при разпространение на енергия посредством излъчване



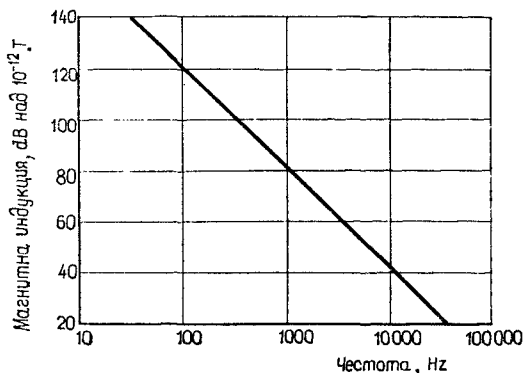
Фиг. 1.5. Военните технически изисквания включват както разпространение на шума, така и възприемчивостта към него. За двата случая са определени изпитвания на шум, разпространяващ се посредством излъчване и по проводници

на разстояние 7cm от апаратурата, да не превишава стойностите, посочени на фиг. 1.6. Изпитване RE02 изисква напрегнатостта на електрическото поле в широк спектър от честоти, създадено при разпространение на енергия посредством излъчване на разстояние 1m от апаратурата, да не превишава стойностите, посочени на фиг. 1.7.

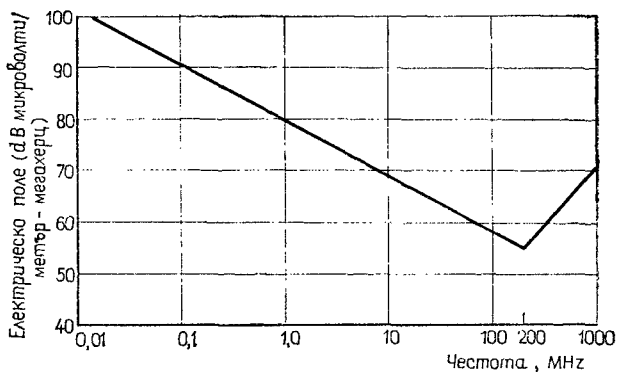
Чувствителността на апаратурите към излъчените магнитни полета (изпитване RS01) изисква изпитваният модел да не показва функционални отклонения, намаление на възможностите (влошаване на параметрите) или значителни отклонения от техническите условия, когато е подложен на въздействието на магнитно поле с ниво на напрегнатост, дадено на фиг. 1.6. Чувствителността на апаратурите към излъчени електрически полета (изпитване RS03, забележка 4) изисква изпитвания модел да не показва функционални отклонения, намаление на възможности-

те или отклонения от техническите условия, когато е подложен на въздействието на електрически полета, дадени в табл. 1.1.

Друго общо изпитване е изпитването на импулсни въздействия (CS06) за чувствителност на апаратурата към влияние по гал-



Фиг. 1.6. Гранична стойност съгласно изискванията на MIL-стандарт за излъчване на магнитно поле на разстояние 7 см от апаратурата. Същата крива определя и нивото на възприемчивост към магнитното поле. Един гаус е равен на  $10^{-4}$  тесла



Фиг. 1.7. Гранична стойност съгласно изискванията на MIL-стандарт за излъчване на електрическо поле на разстояние 1 m от апаратурата

ваничен път чрез изводите на токозахранването. Изпитването изисква импулс с широчина  $10 \mu\text{S}$  да бъде приложен към всички незаземени постоянно-токови или променливо-токови изводи на захранването. Импулсът трябва да има амплитуда, два пъти по-

## Възприемчивост към излъчване

Честотен обхват (MHz)	Ниво на възприемчивост (V/m)
0,01—1,9	1
2—29,9	5
30—400	10

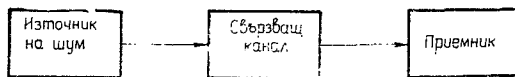
голяма от постояннотоковото захранващо напрежение, или 100 V, като се избира по-малката от двете амплитуди. Импулси с положителна и отрицателна полярност, единични и повтарящи се (6—10 импулса за секунда) се прилагат за период, не по-голям от 30 min. Импулсите могат да бъдат синхронизирани с параметрите на сигнала на изпитвания образец, тъй като този случай е най-подходящ за получаване на интерференционни явления. Изпитваният модел не трябва да показва някакво влошаване на функционирането, намаление на възможностите или отклонение от техническите условия, когато са приложени импулсите.

Изискване подобно на това, но с възможно по-дълъг период на въздействие, може да бъде определено за по-голямата част от електромагнитната апаратура, тъй като импулсите от захранването са една от главните причини за появи на интерференционни явления и причиняване на физикални повреди в транзисторните схеми.

## ТИПИЧЕН КАНАЛ НА ШУМА

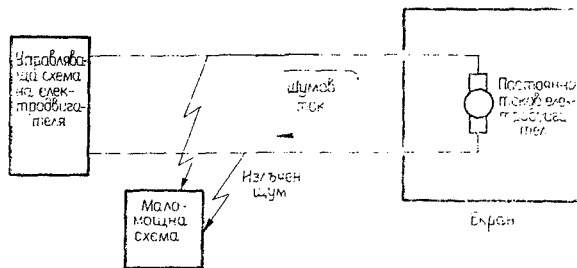
Блоквата схема на типичен канал на шума е показана на фиг. 1.8. Както може да се види, необходими са три основни елемента за поява на шум. Първо, трябва да има източник на шум. Второ, трябва да има приемна схема, чувствителна към него. Трето, трябва да има свързващ канал, който да пренесе шума от източника до приемника. Първата стъпка при анализа на шума е той да бъде дефиниран. Това може да бъде направено посредством определяне на понятията що е източник на шум, що е приемник и как са свързани помежду си източникът и приемникът. От горното следва, че има три начина да се прекъсне пътят на шума: 1) шумът може да бъде подтиснат в точката на източника; 2) приемникът може да бъде направен нечувствителен към него или 3)

пренасянето на шум по свързващия канал може да бъде сведено до минимум. В отделни случаи техническите средства за подтискане на шума могат да бъдат приложени към две или към всичките три части на канала на шума.



Фиг. 1.8. Проблемът за шума възниква, когато има източник на шум, приемник, чувствителен към него, и свързващ канал, който пренася шума към приемника

Нека като пример да разгледаме схемата, показана на фиг. 1.9. Тя съдържа екраниран постояннотоков електродвигател, свързан със своята управляваща схема. Шумът на електродвигателя взаимодейства с маломощна схема в същото съоръжение. Създаденият шум от комутациите в двигателя излиза извън екрана по проводниците, водещи към управляващата схема. От проводниците шумът се излъчва към маломощната схема.



Фиг. 1.9. В този пример източникът на шум е електродвигателят, а приемникът е маломощната схема. Свързващият канал се състои от проводимостта на захранващите вериги на двигателя и тяхното излъчване

В този пример източникът на шум се състои от дъговите разряди (искренето) между четките и колектора. Свързващият канал има две части: проводимостта на проводниците на двигателя и излъчването им. Приемник е маломощната схема. В този случай не може да се направи много по източника на шума или по приемника. Взаимното влияние обаче може да бъде елиминирано посредством прекъсване на свързващия канал. Трябва да се прекъсне проводимостта или излъчването от проводниците извън екрана или и двете. Този пример се обсъжда по-задълбочено в глава 5.

## ИЗПОЛЗУВАНЕ НА ТЕОРИЯТА НА МНОГОПОЛЮСНИЦИТЕ

За да се даде точен отговор на въпроса, какво е състоянието на една електрическа верига, трябва да бъдат решени уравненията на Максуел. Тези уравнения са функция на три пространствени променливи  $[x, y, z]$  и на времето  $(t)$ . Решението на всеки един макар и най-прост проблем обикновено е доста сложно. За избягването на една такава комплицираност на решението в повечето от проектантските работи като математически апарат се използва методът на приближения анализ, наречен «анализ на електрическите вериги».

При анализа на схемите по този метод се елиминират пространствените променливи и се дават приближени решения като функции само на времето  $(t)$ . Схемният анализ допуска следното:

1. Всички електрически полета са локализирани само между електродите на кондензатора.

2. Всички магнитни полета са концентрирани само във вътрешността на индуктивностите.

3. При разглеждането се приема, че размерите на схемите са малки в сравнение с дължината на вълната на сигнала.

На практика се счита, че външните полета, макар и да съществуват в действителност, могат да бъдат пренебрегнати в решението на веригата. Тези външни полета обаче не трябва да се пренебрегват там, където тяхното въздействие се разпростира и върху други схеми.

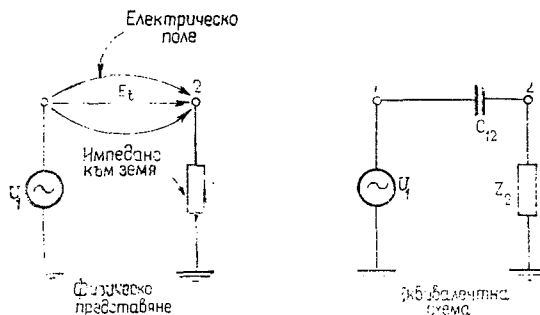
Например един 100 ватов мощен усилвател може да излъчва 100 mW от мощността. Тези 100 mW са напълно пренебрежими, когато се касае до анализа на мощния усилвател. Но ако само малък процент от тази излъчена мощност попадне на входа на един чувствителен усилвател, ще се получи голям шумов сигнал.

Всеки път, когато е възможно, шумово свързаните канали се представят посредством еквивалентни схеми, включващи елементи със съсредоточени параметри. Например променливо във времето електрическо поле, съществуващо между два проводника, може да бъде представено посредством капацитет, свързващ двата проводника (вж. фиг. 1.10). Променливо във времето магнитно поле, което свързва два проводника, може да бъде представено посредством взаимна индуктивност между двете вериги (вж. фиг. 1.11).

При това приближение трябва да бъде валидно условието, физическите размери на схемите да са малки в сравнение с дължините на вълните на прилаганите сигнали. Последното допускане е използвано навсякъде в книгата и това е напълно логично. Например дължината на вълната на сигнал с честота 1 MHz е приблизително 300 m. За сигнал с честота 300 MHz тя е 1 m. Повечето

електронни схеми са със размери, много по-малки от тази дължина на вълната.

Даже в случаите, когато горното приближение не е напълно вярно, изобразяването посредством елементи със съсредоточени



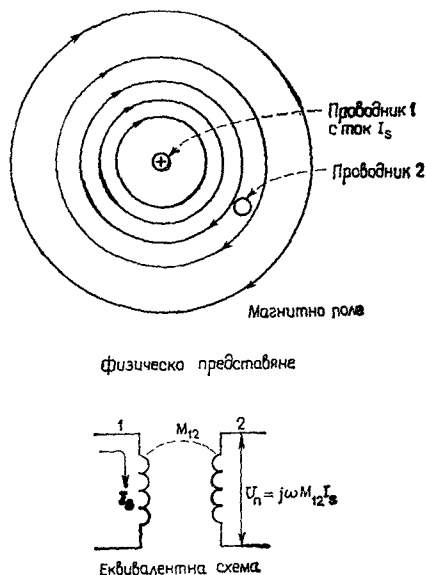
Фиг. 1.10. Когато две схеми са свързани чрез електрическо поле, връзката между тях може да бъде представена посредством капацитет

параметри е все още приложимо и целесъобразно поради следните причини.

1. Решението на уравненията на Максвел практически не е приложимо за повечето реални случаи на шумови проблеми поради сложните гранични условия.

2. Представянето посредством дискретни елементи, въпреки че не дава непременно точен отговор в количествено отношение, ясно показва как шумът влияе върху параметрите на една система. От друга страна, даже и да е възможно, едно решение на уравненията на Максвел не посочва в явна форма такава зависимост.

Изобщо да се изчислят с известна точност стойностите на дискретните елементи е прекалено трудно, с изключение определени специални геометрични конфигурации. Може да се направи изводът, че тези еквивалентни елементи съществуват и както ще бъде показано по-нататък, получените ре-



Фиг. 1.11. Когато две схеми са свързани чрез магнитно поле, връзката между тях може да бъде представена като взаимна индуктивност

зултати могат да бъдат от голяма полза даже когато дискретните елементи са определени само качествено.

## НАЧИНИ НА ПРОНИКВАНЕ НА ШУМОВЕТЕ

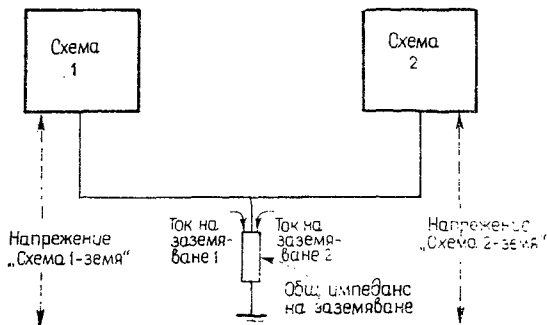
### ШУМ ПО СВЪРЗВАЩИ ПРОВОДНИЦИ

Един от най-явните, но често пренебрегвани пътища на проникване на шума в схемите е проникване чрез проводниците. В тях, в случай че се намират в шумова среда, може да се индукира шум, който се пропуска по-нататък към друга схема. Там той може да причини интерференция. Разрешението е да се предпази проводникът от индуктиране на шум или да се отстрани шумът от него посредством развързване, преди той да си взаимодействува с чувствителната схема.

Типичен пример за тази група е шумът, въведен в схемата посредством проводниците на захранването. Ако конструкторът на схемата няма възможност да влияе върху токоизточника и захранващите вериги или към тях е свързана друга апаратура, необходимо е да се отстрани шумът от проводниците, преди те да влязат в схемата.

### СВЪРЗВАНЕ ПРЕЗ ОБЩ ИМПЕДАНС

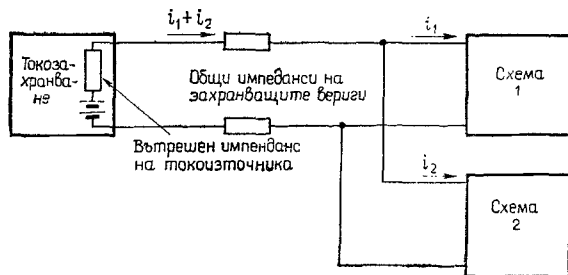
Връзката през общ импеданс се получава, когато токовете от две различни схеми протичат през общ импеданс. Падението на напрежението върху импеданса, взето за всяка схема поотделно, е повлияно и от тока на другата схема. Класически пример за такъв вид взаимна връзка е посочен на фиг. 1.12. Токовете към



Фиг. 1.12. Когато две схеми имат общо заземяване, напрежението върху шасито на всяка една от тях се влияе от тока към земя на другата схема



шаси 1 и 2 протичат през общия импеданс за заземяването. При разглеждане на схема 1 е ясно, че нейният потенциал на шаси е модулиран посредством тока 2, протичащ през общия импеданс на заземяването. Следователно някакъв шумов сигнал е прехвърлен от схема 2 към схема 1 през общия импеданс на заземяването.



Фиг. 1.13. Когато две схеми използват общо токозахранване, токът, протичащ през едната схема, влияе върху напрежението към другата схема

Този проблем е илюстриран и чрез друг пример на схема на общо захранване, показана на фиг. 1.13. Промяна в тока на захранването на схема 2 ще предизвика напрежение на изводите на схема 1 вследствие на общия импеданс на токозахранващите линии и вътрешния импеданс на токоизточника. Известно подобрене може да се постигне при свързване на захранващите проводници на схема 2 директно към клемите на токозахранващото устройство, като по такъв начин се намалява големината на общия импеданс на линията. Тук остава обаче връзката през вътрешния импеданс на токоизточника.

## ЕЛЕКТРИЧЕСКИ И МАГНИТНИ ПОЛЕТА

Излъчените електрически и магнитни полета представляват друг начин за проникване на шум в апаратурите. Всички елементи на схемата, включително и проводниците, излъчват електромагнитни полета всеки път, когато има движение на електрически заряди. В допълнение към такова непреднамерено излъчване съществува и проблемът на умишлено излъчване от източници като станции за разпръскване и радиолокационни предаватели. Когато приемникът е близо до източника (близко поле), електрическото и магнитното поле се разглеждат поотделно. Когато приемникът е далеч от източника (далечно поле), излъчването се разглежда като комбинирано електрическо и магнитно или електромагнитно излъчване.\*

\*Вж. гл ва 6 за обяснение на близко поле и далечно поле (Б. а.).

## ВИДОВЕ ИЗТОЧНИЦИ НА ШУМ

### ГАЛВАНИЧНО ДЕЙСТВИЕ

Ако във веригата на сигнала при маломощни схеми се използват в комбинация метали с различни електрохимически свойства, може да възникне напрежение на шум вследствие на галваничното взаимодействие между двата метала. Наличието на влага или водни пари в съединение с двойката метали образува електрохимически елемент. Образуваното напрежение зависи от използваната двойка метали съгласно тяхното място в галваничната редица, дадена в табл. 1.2. Колкото по-далеч един от друг са металите в таблицата, толкова по-голямо е създаденото напрежение между тях. Ако металите са еднакви, между тях няма да съществува потенциална разлика.

Освен създаването на шумово напрежение при използване на нееднакви метали в комбинация може да се достигне и до корозионен проблем. Галванична корозия се причинява от прехвърлянето на положителни йони от единия метал към другия. Така постепенно се достига до разрушение на анодния материал. Степента на корозия зависи от съдържанието на влага в средата и от това, колко далеч един от друг се намират металите в галваничната редица. Колкото са по-раздалечени металите, толкова по-бързо става прехвърлянето на йони. Една нежелателна, но твърде често срещаща се комбинация на метали е тази на алуминий с мед. При нея алуминият евентуално ще бъде разяден. Реакцията обаче се забавя значително, ако медта се покрие с оловно-калаен припой, където медта и припоят са близки в галваничната редица.

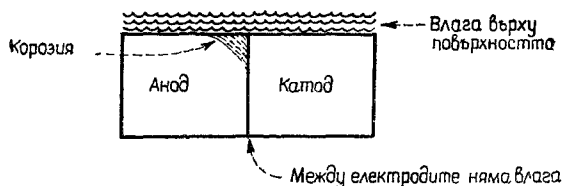
Т а б л и ц а 1.2

Галванична редица													
А н о д е н   к р а й													
(Най-чувствителен към корозия)													
Група I	<table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="width: 50%;">1. Магnezий</td> <td style="width: 50%;">13. Никел (активен)</td> </tr> <tr> <td>2. Цинк</td> <td>14. Месинг</td> </tr> <tr> <td>3. Галванизирана стомана</td> <td>16. Бронз</td> </tr> </table>	1. Магnezий	13. Никел (активен)	2. Цинк	14. Месинг	3. Галванизирана стомана	16. Бронз						
1. Магnezий	13. Никел (активен)												
2. Цинк	14. Месинг												
3. Галванизирана стомана	16. Бронз												
Група II	<table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="width: 50%;">4. Алуминий 2S</td> <td style="width: 50%;">Група IV 17. Cu—Ni —сплав</td> </tr> <tr> <td>5. Кадмий</td> <td>18. Мовел</td> </tr> <tr> <td>6. Алуминий 17ST</td> <td>19. Сребърен припой</td> </tr> <tr> <td>7. Стомана</td> <td>20. Никел (пасивен)<sup>а</sup></td> </tr> <tr> <td>8. Желязо</td> <td>21. Неръждаема стомана (пасивна)<sup>а</sup></td> </tr> <tr> <td>9. Неръждаема стомана (активна)</td> <td>22. Сребро</td> </tr> </table>	4. Алуминий 2S	Група IV 17. Cu—Ni —сплав	5. Кадмий	18. Мовел	6. Алуминий 17ST	19. Сребърен припой	7. Стомана	20. Никел (пасивен) <sup>а</sup>	8. Желязо	21. Неръждаема стомана (пасивна) <sup>а</sup>	9. Неръждаема стомана (активна)	22. Сребро
4. Алуминий 2S	Група IV 17. Cu—Ni —сплав												
5. Кадмий	18. Мовел												
6. Алуминий 17ST	19. Сребърен припой												
7. Стомана	20. Никел (пасивен) <sup>а</sup>												
8. Желязо	21. Неръждаема стомана (пасивна) <sup>а</sup>												
9. Неръждаема стомана (активна)	22. Сребро												
Група III	<table style="width: 100%; border: none;"> <tr> <td style="width: 50%;">10. Оловно-калаен припой</td> <td style="width: 50%;">Група V 23. Графит</td> </tr> <tr> <td>11. Олово</td> <td>24. Злато</td> </tr> <tr> <td>12. Калай</td> <td>25. Платина</td> </tr> </table>	10. Оловно-калаен припой	Група V 23. Графит	11. Олово	24. Злато	12. Калай	25. Платина						
10. Оловно-калаен припой	Група V 23. Графит												
11. Олово	24. Злато												
12. Калай	25. Платина												
К а т о д е н   к р а й													
(Най-малко чувствителен към корозия)													

<sup>а</sup> Пасивирание посредством потапяне в силно оксидиращ киселинен разтвор

Четири елемента са необходими, за да се получи галванично взаимодействие:

1. Аноден материал (по-висок ред в табл. 1.2).
2. Електролит (обикновено присъствува като влага)



Фиг. 1.14. Ако два различни метала са свързани и на повърхността им има влага, може да се получи галванично действие

3. Катоден материал (по-ниско място в табл. 1.2).

4. Проводима електрическа връзка между анода и катода (обикновено съществува като път на ток на утечка).

Галванично действие може да съществува даже и ако няма влага между анода и катода. Въпреки това обаче е необходима известна влага на повърхността в мястото, където се допират двата метала, както е показано на фиг. 1.14.

Както се вижда от табл. 1.2, металите в галваничната поредица са разделени на 5 групи. При необходимост от комбинирано използване на нееднакви метали за предпочитане е да се използват такива от една и съща група.

## ЕЛЕКТРОЛИТНО ДЕЙСТВИЕ

Друг вид корозия е тази вследствие на електролитното действие. Тя се създава при протичане на постоянни токове между два метала и при наличие на електролит (това би могло да бъде влага на обкръжаващата среда с лека киселинност) между тях. Този вид корозия не зависи от вида на използваните метали и се случва даже ако двата метала са еднакви. Степента на корозия зависи от величината на тока и от проводимостта на електролита.

## ТРИБОЕЛЕКТРИЧЕСКИ ЕФЕКТ

Електрически заряди могат да бъдат създадени и в диелектрика (изоляцията) и в един кабел, ако не се поддържа постоянен контакт (между диелектрика и проводника на кабела. Това е т. нар. трибоелектрически ефект. Обикновено той се създава при механично

огъване на кабела. Получените електрически заряди действуват като източник на шумово напрежение вътре в кабела. Отстраняването на прегъванията под остър ъгъл и движението на кабела намаляват този ефект. В специалните «маложумящи кабели» по химически път е намалена до минимум възможността за образуване на заряди в диелектрика на кабела.

## **ДВИЖЕНИЕ НА ПРОВОДНИК**

Ако проводникът се движи в магнитно поле, между краищата му се индукира напрежение. Поради силните токове, протичащи през токозахранващите вериги и в други мощни схеми, в повечето апаратури съществуват силни магнитни полета. Ако проводник, по който преминава слаб сигнал, се движи през такова поле, в него се индукира шумово напрежение. Този проблем може да стане особено обезпокояващ при работа в среда с вибрации. Решението е просто: да се предотврати движението на проводниците с кабелни скоби или други привързващи елементи.

## **МЕТОДИ ЗА ПРЕМАХВАНЕ НА ИНТЕРФЕРЕНЦИЯТА**

В следващите раздели се разглеждат технически методи, чрез които интерференционните явления между електронните схеми могат да бъдат елиминирани или поне намалени до минимум. Основните методи, които се прилагат за преодоляване на интерференцията, са следните:

1. Екраниране
2. Заземяване
3. Балансиране
4. Филтриране
5. Изолиране
6. Отделяне и ориентиране
7. Подбиране на импеданса на схемите
8. Оразмеряване на кабелите
9. Елиминираща техника (в честотната или временната област).

Приложение Б, представено във формата на контролен материал е резюме на по-голямата част от използваните технически методи за намаляване на шума. Даване с прилагането на всички тези методи трябва да се припомни, че шумът обикновено не може да бъде елиминиран; той може само да бъде сведен до минимум, до точката, откъдето по-нататък не трябва да се причинява интерференция.

Даване и в най-простите случаи може да не съществува единствено решение за намаляване на шума. Почти винаги се налага да бъдат правени компромиси, като при множеството алтернативни реше-

ния най-доброто решение може да не бъде възприето. Прещенката на метода, който трябва да се използва в отделните случаи, трябва да бъде направена от конструктора на цялата система.

## РЕЗЮМЕ

- Да се проектира електронна апаратура, която не създава шум, е така важно, както и да се проектира апаратура, нечувствителна към шума.
- Подтискането на шума трябва да се обмисли навреме в стадия на проектирането.
- Три са необходимите условия, за да има шумов проблем; това са
  - източник на шум,
  - свързващ канал,
  - чувствителен приемник.
- Съществуват три основни начина за проникване на шума:
  - гальванична връзка,
  - връзка през общ импеданс,
  - връзка чрез излъчени електромагнитни полета.
- При контакт един с друг и в сигналния тракт използваните метали трябва да бъдат гальванически съвместими.
- Единствено решение на повечето от проблемите за намаление на шума не съществува. Обикновено може да бъде приложен повече от един технически метод, при който шумът обективно може да отговаря на изискванията.

## БИБЛИОГРАФИЯ

- Bell Laboratories. *Physical Design of Electronic Systems*, Vol. 2, Chapter 5 (Electrochemistry and Protection of Surfaces), Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1970.
- Cohen, T. J., and McCoy, L. G., «RFI—A New Look at an Old Problem», *QST*, March, 1975.
- FCC Rules and Regulations, Vol. 2, U. S. Government Printing Office, Washington, D. C.
- MIL-STD-461A, «Electromagnetic interference Characteristic Requirements for Equipment», August, 1968.
- MIL-STD-462, «Electromagnetic Interference Characteristics, Measurement of», July, 1967.
- White, D.R. J., *Electromagnetic Interference and Compatibility*, Vol. 1 (Electrical Noise and EMI Specifications), Don White Consultants, 1971.
- White, D. R. J., *Electromagnetic Interference and Compatibility*, Vol. 2 (EMI Test Methods and Procedures), Don White Consultants, 1974.

## ЕКРАНИРАНЕ НА ПРОВОДНИЦИ

Двата основни пътя за свръждане до минимум на нежеланото индуктиране на шум са екранирането и заземяването. Настоящата глава е посветена на екранирането, а в глава 3 се обсъжда заземяването. Техническите методи на екраниране и заземяване се намират в тясна връзка, така че тези две глави би трябвало да се изучават съвместно като едно цяло. В тази глава например е показано, че екран на кабел, използван за подтискане на електрическите полета, трябва да бъде заземен. Но едва в глава 3 се пояснява къде трябва да бъде направено това заземяване.

Когато е употребен на място, екранът може да намали значително индуктирания шум. Екраните могат да бъдат разположени около елементите, схемите, комплексните съоръжения или кабелите и предавателните линии. Тази глава се отнася главно до екранирането на проводници, въпреки че същият основен принцип се прилага и при екраниране на други видове системи. Глава 6 съдържа допълнителни сведения за други видове екраниране. В настоящата глава са направени следните три основни допускания:

1. Екраните са направени от диамагнитни материали с дебелина на екрана, много по-малка от дълбочината на скин-ефекта за работната честота.\*

2. Приемникът не е свързан силно към източника и не го наговарва допълнително.

3. Индуктираните токове в сигналия тракт на приемника са достатъчно малки, за да не смущават основното поле (това не се прилага при екран, обграждащ изцяло приемната схема).

За да бъде изследван проблемът на екранирането, връзката между схемите може да бъде осъществена посредством дискретни елементи — капацитет и индуктивност между проводниците. При тези първоначални допускания по-нататък схемата може да бъде анализирана чрез обикновената теория на многополюсниците.

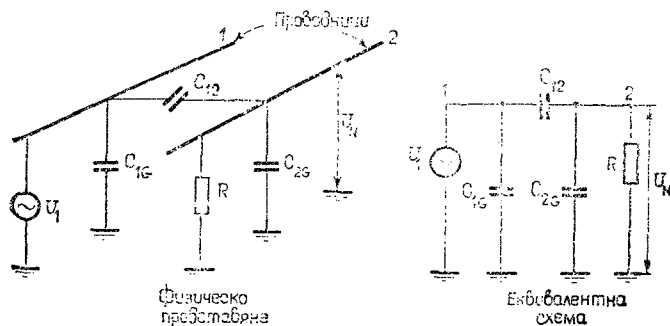
Обсъдени са три вида връзки. Първата е капацитивна или електрическа връзка. Тя се явява като взаимодействие между електрическите полета на схемите. Този вид обикновено се означава в литературата като електростатична връзка — едно явно погрешно наименование, тъй като полетата не са статични. Втората е ин-

\*Ако екранът е с дебелина, по-голяма от дълбочината на скин-ефекта, съществува допълнително екраниране към основното изчислено по метода, изложен в тази глава. Този ефект се обсъжда в глава 6. (Б. а.)

дуктивна или магнитна връзка. Тя е резултат от взаимодействието между магнитните полета на две схеми. Този вид връзка обикновено се описва като електромагнитна — отново заблуждаваща терминология, тъй като електрически полета не са включени. Третият вид е комбинация от електрически и магнитни полета и е възприето да се нарича електромагнитна връзка или излъчване. Разработваните технически решения за борба с електрическата и магнитната връзка обикновено ще бъдат третирани за случая на електромагнитна връзка, когато са използвани заедно. При анализи в близкото поле нормално електрическото и магнитното поле се разглеждат поотделно, докато случаят на електромагнитно поле ще се обсъжда, когато проблемът е свързан с далечно поле\*. Схемата, която причинява интерференцията, е наречена източник а схемата, която е повлияна от интерференцията, е наречена приемник.

### КАПАЦИТИВНА ВРЪЗКА

Опростено представяне на капацитивната връзка между два проводника е показано на фиг. 2.1. Капацитетът  $C_{12}$  е случайният капацитет между проводниците 1 и 2. Капацитетът  $C_{1G}$  е капацитетът между проводник 1 и земя,  $C_{2G}$  — някият капацитет между проводник 2 и земя и  $R$  е съпротивлението на схема 2 спрямо земя. Съпротивлението  $R$  е резултат от геометрията на схемата, свързана към проводник 2, и не е случаен елемент. Капацитетът  $C_{2G}$



Фиг. 2.1. Капацитивна връзка между два проводника

се състои от двата капацитета — паразитния капацитет на проводник 2 към земя и еквивалентния капацитет на някои схеми, включени към проводник 2.

\* Вж. глава 6 за определение на близко и далечно поле. (Б. а.)

Еквивалентната схема на капацитивната връзка е показана също на фиг. 2.1. Приемаме, че напрежението  $U_1$  е източник на интерференция и проводникът 2 е схемата, на която се въздействува, т. е. приемник. Известен капацитет, свързан пряко към източника, како  $C_{1G}$  на фиг. 2.1, може да бъде пренебрегнат, тъй като той не оказва влияние на шумовата връзка. Напрежението на шума  $U_N$ , получено между проводника и земя, може да бъде изразено, както следва:

$$U_N = \frac{j \omega [C_{12}/(C_{12} + C_{2G})]}{j \omega + 1/R (C_{12} + C_{2G})} U_1. \quad (2.1)$$

Изразът 2.1 не показва в явна форма как случайното индуктирано напрежение зависи от различните параметри. Изразът 2.1 може да бъде опростен за случая, когато  $R$  е по-нисък импеданс, отколкото импедансът на случайния капацитет ( $C_{12} + C_{2G}$ ). За повечето практически случаи това допускане ще бъде вярно. Следователно за

$$R \ll \frac{1}{j \omega (C_{12} + C_{2G})}$$

изразът 2.1 може да бъде опростен до следното равенство:

$$U_N = j \omega R C_{12} U_1. \quad (2.2)$$

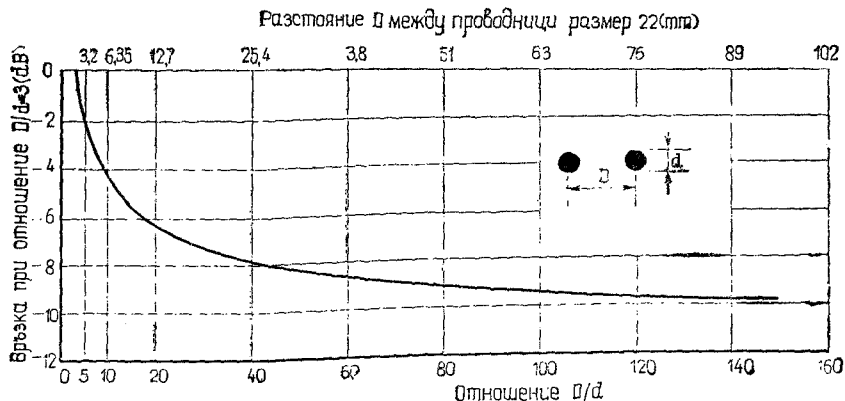
Това уравнение е най-важното, тъй като описва капацитивната връзка между два проводника и от което ясно се вижда как шумовото напрежение зависи от параметрите на схемата. Уравн. 2.2 показва, че напрежението на шума е право пропорционално на честотата ( $\omega = 2\pi f$ ) на източника на шума, на съпротивлението на схемата, върху която се въздействува, на капацитета  $C_{12}$  между проводниците 1 и 2 и на големината на напрежението  $U_1$ .

Допускането, че напрежението и честотата на източника на шума не могат да бъдат изменени, остава за изменение само на два параметъра, за да бъде намалена капацитивната връзка. Приемната схема може да работи на по-нисък импеданс или трябва да се намали капацитетът  $C_{12}$ . Последният може да се намали чрез съответна ориентация на проводниците, чрез екраниране (описано в следващата глава) или чрез физическо разделяне на проводниците. Ако проводниците се отдалечат един от друг, капацитетът  $C_{12}$  намалява, а оттук намалява и индуктираното напрежение в проводника 2\*. Зависимостта на капацитивната връзка от разстоянието между проводниците е показана на фиг. 2.2. Като изходно ниво

\* Капацитетът между два успоредни проводника с диаметър  $d$  на разстояние  $D$  един от друг е  $C_{12} = \pi \epsilon / \cosh^{-1}(D/d)$ , [F/m]. За  $D/d > 3$  изразът се опростява до  $C_{12} = \pi \epsilon / \ln(2D/d)$ , [F/m], където  $\epsilon = 8.85 \times 10^{-12}$  F/m за свободно пространство. /Б. а./



0dB е възприета връзката, при която проводниците са отдалечени на разстояние 3 пъти диаметъра на проводника. Както може да се види на фигурата, при отдалечаване на проводниците на разстояние, по-голямо от 40 пъти от техния диаметър, вече се получава незначително увеличение на затихването. (При проводник с размер 22 [0,6 mm] това разстояние е един инч\*.)



Фиг. 2.2. Зависимост на капацитивната връзка от разстоянието между проводниците. При проводник размер 22 по-голямо затихване се получава в първите 25 mm

Ако съпротивлението на проводника 2 към земя е голямо, така че

$$R \gg \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})}$$

тогава уравн. 2.1 се преобразува в следния израз:

$$U_N = \left( \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}} \right) U_1 \quad (2.3)$$

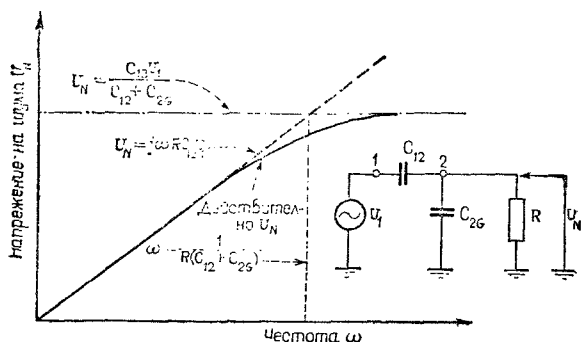
При това условие напрежението на шума, възникнало между проводник 2 и земя, е следствие на капацитивния делител на напрежение, състоящ се от  $C_{12}$  и  $C_{2G}$ . Шумовото напрежение е независимо от честотата и има по-голяма стойност от тази в случая, когато  $R$  е малко.

Графично зависимостта на израза 2.1 от честотата  $\omega$  е показана на фиг. 2.3. Както може да се види, максимална шумова връзка се получава чрез израза 2.3. Графиката също така показва, че действувашото шумово напрежение е винаги по-малко или равно на стойността, дадена чрез израза 2.2. На честота

$$\omega = \frac{1}{R(C_{12} + C_{2G})} \quad (2.4)$$

\* 1 инч (inch) е равен на 25,4 mm. (Б. пр.)

Изразът 2.2 дава стойност на шума, която е 1,41 пъти по-голяма от действителната стойност. В почти всички практически случаи честотата е много по-малка от (2.4) и тогава се прилага изразът 2.2.



Фиг.2.3. Честотна характеристика при кондензаторно превърляне на шумово напрежение

## ВЛИЯНИЕ НА ЕКРАНА ВЪРХУ КАПАЦИТИВНАТА ВРЪЗКА

Нека първо разгледаме случая, когато приемникът (проводник 2) има безкрайно съпротивление към земя. Ако екранът се разположи около проводник 2, се получава конфигурацията, дадена на фиг. 2.4. На същата фигура е дадена и еквивалентната схема на кондензаторна връзка между проводниците. Напрежението на шума, индуктирано през екрана, е

$$U_S = \left( \frac{C_{1S}}{C_{1S} + C_{SG}} \right) U_1. \quad (2.5)$$

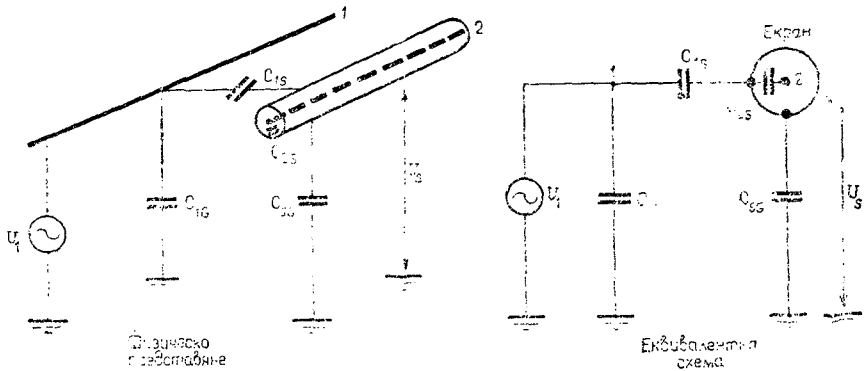
Докато не протича ток през  $C_{2S}$ , шумовото напрежение в проводник 2 е

$$U_N = U_S. \quad (2.6)$$

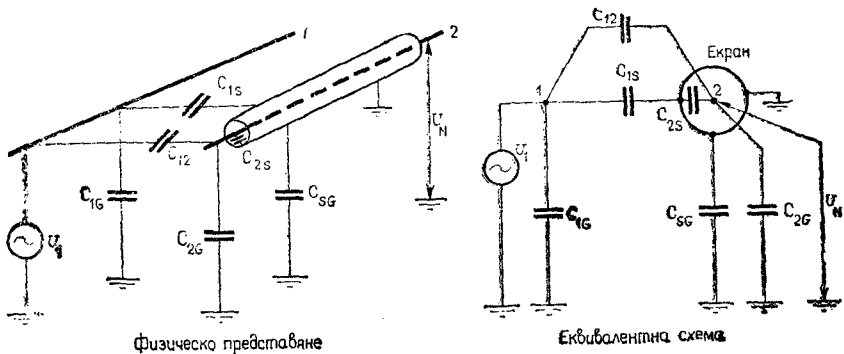
Ако екранът е заземен, напрежението  $U_S = 0$  и шумовото напрежение върху проводника 2 е приблизително намалено до 0. Такъв случай, при който централният проводник не излиза извън рамките на екрана, е идеален случай и не е типичен.

На практика централният проводник нормално излиза извън екрана и се получава случаят, даден на фиг. 2.5. Тук  $C_{12}$  е кондензаторът между проводник 1 и екранирания проводник 2 и  $C_{2G}$  е кондензаторът между проводник 2 и земя. Налице са и двата ка-

пацитетта, защото краищата на проводник 2 излизат извън екрана. Даже и да е заземен екранът, съществува шумово напрежение, приложено към проводник 2. Неговата величина е изразена, както следва:



Фиг. 2.4. Капацитивна връзка при екран, разположен около приемния проводник



Фиг. 2.5. Капацитивна връзка, когато централният проводник излиза извън екрана; скранът е заземен в една точка

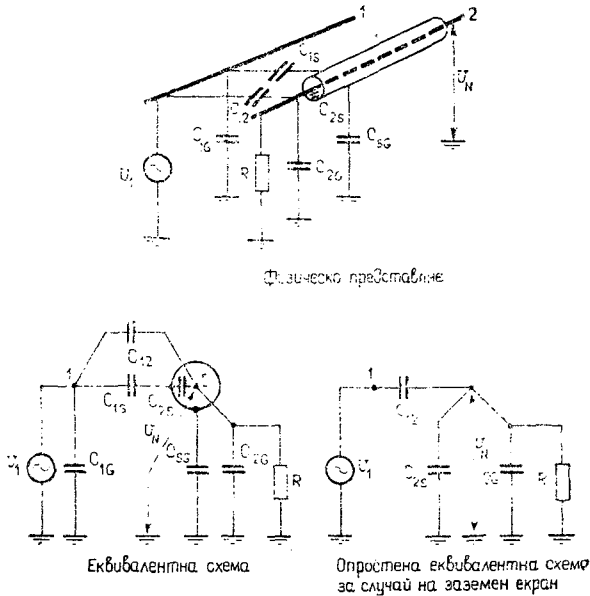
$$U_N = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G} + C_{2S}} U_1. \quad (2.7)$$

Стойността на  $C_{12}$  и отгук  $U_N$  в израза 2.7 зависи от дължината на проводника 2, която излиза извън екрана.

За добро екраниране от електрически полета следователно е необходимо: 1) да се намали до минимум дължината на централния проводник, който излиза извън екрана, и 2) да се осигури добро заземяване на екрана. Единична връзка към земя дава добро

заземяване на екрана, ако екранираният проводник не е по-дълъг от  $1/20$  от дължината на вълната. При по-големи дължини на кабела е необходимо многократно заземяване.

Ако в допълнение приемният проводник има крайно съпротив-



Фиг. 2.6. Капацитивна връзка, когато приемният проводник има крайно съпротивление към земя

ление към земя, ще се получи конфигурацията, показана на фиг. 2.6. Ако екранът е заземен, еквивалентната схема може да се опрости, както е показано на фигурата. Малкият капацитет към източника може да бъде пренебрегнат, тъй като той не оказва влияние върху връзката на шума. Опростената еквивалентна схема е същата като тази, анализирана на фиг. 2.1, където капацитетът  $C_{2G}$  е заменен от сумарния капацитет на  $C_{2G}$  и  $C_{2S}$ . Следователно, ако

$$R \ll \frac{1}{j\omega (\overline{C}_{12} + C_{2G} + \overline{C}_{2S})},$$

което нормално е вярно, напрежението на шума, прехвърлено към проводник 2, е

$$U_N = j\omega RC_{12}U_1. \quad (2.8)$$

Това е същият израз като уравн. 2.2, което е валидно за един

неекраниран проводник, с изключение на това, че  $C_{12}$  е значително намален вследствие наличието на екран. Сега капацитетът  $C_{12}$  се състои основно от капацитета между проводник 1 и неекранираните части от проводника 2. Ако екранът е плетен, съществува известен минимален капацитет от проводник 1 към проводник 2 през дупките на екрана, който също трябва да бъде прибавен към  $C_{12}$ .

## ИНДУКТИВНА ВРЪЗКА

Когато токът  $I$  протича по една затворена верига, той създава магнитен поток  $\Phi$ , който е пропорционален на тока. Коэффициентът на пропорционалност се нарича индуктивност  $L$  и може да се запише

$$\Phi = LI. \quad (2.9)$$

Големината на индуктивността зависи от геометрията на схемата и магнитните свойства на средата, съдържаща полето. Индуктивността има смисъл само за затворена схема. В някои случаи може да се говори за индуктивност само на част от веригата. В този случай се има пред вид влиянието, което се създава от една част от схемата към пълната индуктивност на затворената схема.

Когато при протичането на ток през една верига се създава поток в друга верига, се казва, че съществува взаимна индуктивност между веригите 1 и 2, дефинирана като

$$M_{12} = \frac{\Phi_{12}}{I_1}. \quad (2.10)$$

Символът  $\Phi_{12}$  означава магнитния поток във верига 2 вследствие на тока  $I_1$  във верига 1.

Напрежението  $U_N$ , индуктирано в затворения контур на областта  $A$  вследствие на магнитното поле с плътност на магнитния поток  $B$ , може да бъде изразено [Найт, стр. 331] като

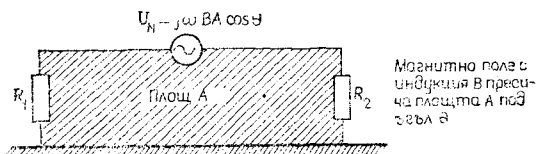
$$U_N = - \frac{d}{dt} \int B \cdot A, \quad (2.11)$$

където  $\vec{B}$  и  $\vec{A}$  са вектори. Ако затвореният контур е стационарен и плътността на потока се изменя синусоидално във времето, но остава постоянна извън площта на кръга, уравн. 2.11 се свежда до израза

$$U_N = -j\omega BA \cos \theta. \quad (2.12)$$

\*Уравн. 2.12 е вярно, ако се прилага системата измерителни единици MKS. Магнитната индукция  $B$  е във вебери на  $m^2$  (или тесла) и площта  $A$  е в  $m^2$ . Ако  $B$  е изразено в гауси и  $A$  е в  $cm^2$  (система CGS), дясната част на израза 2.12 трябва да бъде умножена по  $10^{-8}$ . (Б. а.)

Както е показано на фиг. 2.7.  $A$  е площта на затворения контур,  $B$  е ефективната стойност на синусоидално променящата се плътност на потока с честота  $\omega$  радиана за секунда и  $U_N$  е ефективната стойност на индуктираното напрежение.

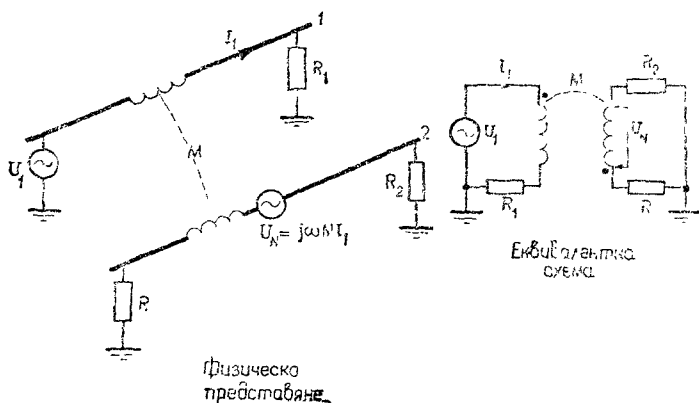


Фиг. 2.7. Индуктираният шум зависи от площта, ограничена от веригата на смущаваната схема

Тази зависимост следователно може да бъде изразена в условията на взаимна индуктивност между две вериги, както следва:

$$U_N = j\omega MI_1 = M \frac{di_1}{dt}. \quad (2.13)$$

Уравн. 2.12 и 2.13 са основните изрази, описващи индуктивната връзка между две схеми. Фиг. 2.8 показва индуктивната (магнитната) връзка между две схеми съгласно израза 2.13.  $I_1$  е токът на смущаващата схема, а  $M$  е коефициентът, който отчита геометрията и магнитните свойства на средата между двете схеми. Наличието на  $\omega$  в уравн. 2.12 и 2.13 означава, че връзката е право-



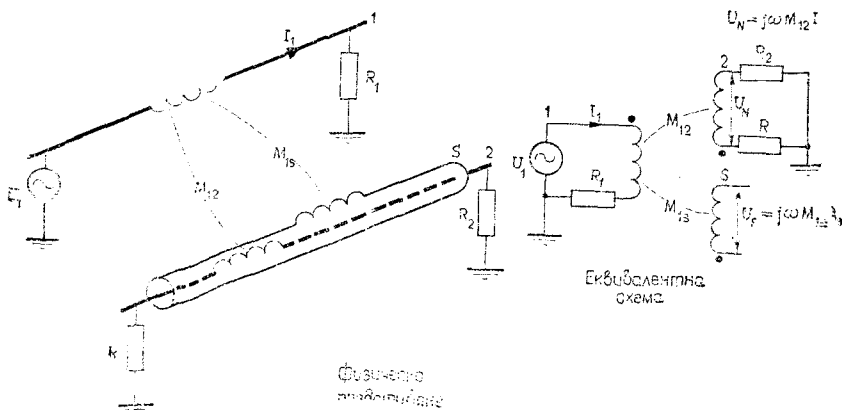
Фиг. 2.8. Магнитна връзка между две схеми

пропорционална на честотата. За да се намали напрежението на шума,  $B$ ,  $A$  или  $\cos\theta$  трябва да бъдат намалени. Членът  $B$  може да бъде намален чрез физическо разделяне на схемите или чрез усукване на проводниците на източника, протичане на токове в усукания чифт проводници, а не през равнината на земята. Необ-

ходимите за това условия се обсъждат в следващия раздел. При тези условия усукването води до взаимна компенсация на  $V$  полетата във всеки проводник.\* Площта на приемната схема може да бъде намалена чрез разположение на проводника близо до равнината на заземяването (ако обратният ток протича през нея) или чрез използване на два взаимно усукани проводника (ако обратният ток протича през единия от тях вместо по земя). Членът  $\cos \theta$  може да бъде намален посредством съответно взаимно ориентиране на източника и приемната схема.

Ще бъде полезно да се отбележат някои различия между магнитната и електрическата връзка. Първо, намаляването на импеданса на приемната схема при ситуация на магнитна връзка не намалява индуктираното напрежение, както е в случая при връзка чрез електрическо поле. Второ, в случай на връзка чрез магнитно поле шумовото напрежение се създава надлъжно на проводниците на приемника, докато в случая на връзка чрез електрическо поле шумовото напрежение се създава между приемния проводник и земя.

Ако един незаземен и немагнитен екран се постави около проводник 2, схемата получава вида, показан на фиг. 2.9, където  $M_{13}$



Фиг. 2.9. Магнитна връзка, когато екранът е разположен около приемния проводник

е взаимната индуктивност между проводника 1 и екрана. Тъй като екранът не влияе на геометрията или на магнитните свойства на средата между проводниците 1 и 2, в същност не влияе и на напрежението, индуктирано в проводник 2. В екрана обаче се индуктира напрежение вследствие на тока в проводник 1:

\*Бифиларно навиване на проводниците. (Б. пр.)

$$U_s = j \omega M_{1s} I_1. \quad (2.14)$$

Свързването към земя на единия край на екрана не трябва да изменя положението. Следователно може да се направи изводът, че екран, поставен около проводник и заземен в единия край, не влияе върху магнитно индуктираното напрежение в този проводник.

## МАГНИТНА ВРЪЗКА МЕЖДУ ЕКРАНА И ВЪТРЕШНИЯ ПРОВОДНИК

Преди да се продължи разглеждането на индуктивната връзка, ще бъде необходимо да се изчисли магнитната връзка между куха провеждаща тръба и някои проводници, разположени вътре в тръбата. Тази постановка е основна при обсъждането на индуктивното екраниране и ще бъде необходима по-късно.



Фиг. 2.10. Магнитно поле, създадено при протичане на ток по тръбовиден проводник

Първо ще бъде разгледано магнитното поле, създадено от тръбообразен проводник, по оста на който протича ток с постоянна стойност, както е показано на фиг. 2.10. Ако отворът в тръбата е концентричен с външната страна на тръбата, в кухината отсъства магнитно поле и цялото магнитно поле е външно спрямо тръбата (Smythe, стр. 278). Нека сега един проводник да бъде разположен вътре в тръбата, като се образува коаксиален кабел, както е показано на фиг. 2.11. Целият поток  $\Phi$  вследствие на тока  $I_s$ , протичащ през екраниращата, тръба, обкръжава вътрешния проводник. Индуктивността на екрана е равна на

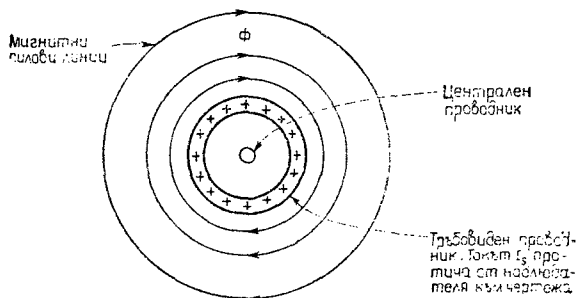
$$L_s = -\frac{\Phi}{I_s}. \quad (2.15)$$



Взаимната индуктивност между екрана и вътрешния проводник е равна на

$$M = \frac{\Phi}{I_S} \quad (2.16)$$

Тъй като целият магнитен поток, създаден при протичането на ток през екрана, обкръжава централния проводник, потокът  $\Phi$



Фиг. 2.11. Коаксиален кабел с протичащ по екрана ток

в двете уравнения е един и същ. Взаимната индуктивност между екрана и средния проводник е следователно равна на самоиндуктивността на екрана

$$M = L_S \quad (2.17)$$

Уравн. 2.17 е много важен резултат и по-нататък често ще се прибегва до него. С извеждането му се цели да се покаже, че взаимната индуктивност между екрана и централния проводник е равна на индуктивността на екрана. Базирайки се на реципрочността на взаимната индуктивност [Наут, стр. 321], обратното също е вярно. С други думи, взаимната индуктивност между централния проводник и екрана е равна на индуктивността на екрана.

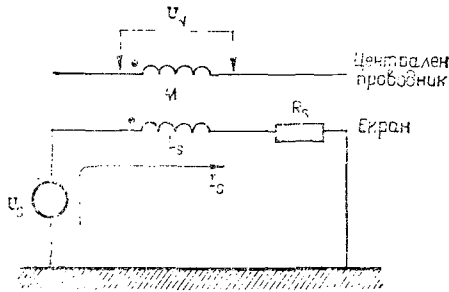
Валидността на уравн. 2.17 зависи само от факта, че в кухината на тръбата няма магнитно поле вследствие на тока през екрана. За да бъде това вярно, се изисква тръбата да бъде цилиндрична и плътността на тока да бъде еднаква на окръжността на тръбата. Изразът 2.17 се прилага, без да се има пред вид положението на централния проводник вътре в тръбата. С други думи, двата проводника не трябва да бъдат коаксиални.

Сега може да бъде пресметнато напрежението  $U_M$ , индуктирано в централния проводник вследствие на тока  $I_S$  в екрана. Да допуснем че токът през екрана е създаден от напрежението  $U_S$ , индуктирано в екрана от някоя друга схема. Фиг. 2.12 показва схемата, която ще бъде разгледана;  $L_S$  и  $R_S$  са съответно индуктив-

ността и омическото съпротивление на екрана. Напрежението  $U_N$  е равно на

$$U_N = j\omega M I_S. \quad (2.18)$$

Токът  $I_S$  е равен на



Фиг. 2.12. Еквивалентна схема на екраниран проводник

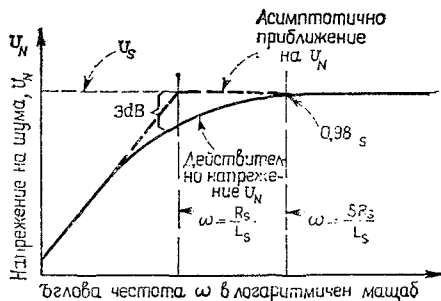
$$I_S = \frac{U_S}{L_S} \left( \frac{1}{j\omega + R_S/L_S} \right). \quad (2.19)$$

Следователно 
$$U_N = \left( \frac{j\omega M U_S}{L_S} \right) \left( \frac{1}{j\omega + R_S/L_S} \right). \quad (2.20)$$

Тъй като  $L_S = M$  (от уравн. 2.17):

$$U_N = \left( \frac{j\omega}{j\omega + R_S/L_S} \right) U_S. \quad (2.21)$$

Графичното представяне на израза 2.21 е показано на фиг. 2.13. Честотата, при която кривата променя наклона си, е дефинирана като честота на среза на екрана ( $\omega_c$ ) и се получава при



Фиг. 2.13. Напрежение на шума в централния проводник на коаксиален кабел вследствие на тока през екрана

$$\omega_c = \frac{R_S}{L_S}, \text{ или } f_c = \frac{R_S}{2\pi L_S}. \quad (2.22)$$

Напрежението на шума, индуктиран в централния проводник, е нула при постоянен ток и се повишава почти до  $U_S$  на честота  $5R_S/L_S \text{ rad/s}$ . Следователно, ако се допусне да протече ток през екрана, напрежението, индуктирано в централния проводник, е приблизително равно на напрежението, приложено на екрана на честоти, по-големи от пет пъти честотата на среза на екрана.

Това е много важно свойство на проводника в екран. Измерените стойности на честотата на среза на екрана и пет пъти по-високата от нея са дадени в таблична форма в табл. 2.1 за различни типове радиочестотни кабели. За повечето кабели петорната честота на среза на екрана им стои близо до горния край на обхвата звукови честоти. Посоченият в списъка кабел е скраниран с алуминиево фолио има много по-висока гранична честота на екрана, отколкото всеки друг. Това е следствие на по-високото съпротивление на неговия екран, състоящ се от тънко алуминиево фолио.

Таблица 2.1

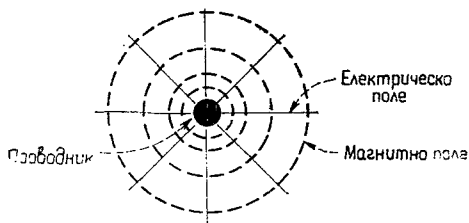
Измерени стойности на честотата на среза на екрана ( $f_c$ )

Кабел	Импеданс	Честота на среза kHz	Честота на среза по 5 kHz	Забележка
	$\Omega$			
<b>Коаксиален кабел</b>				
RG-6A	75	0,6	3,0	Двойно екраниран
RG-213	50	0,7	3,5	
RG-214	50	0,7	3,5	
RG-62A	93	1,5	7,5	
RG-59C	75	1,6	8,0	
RG-58C	50	2,0	10,0	
<b>Екраниран усукан чифт</b>				
754E	125	0,8	4,0	Двойно екраниран
24Ga	—	2,2	11,0	
22Ga $\alpha$	—	7,0	35,0	
<b>Единично екраниран</b>				
24G $\alpha$	—	4,0	20,0	Екраниран с алуминиево фолио

$\alpha$  Един чифт от 11-чифтов кабел (Belden 8775)

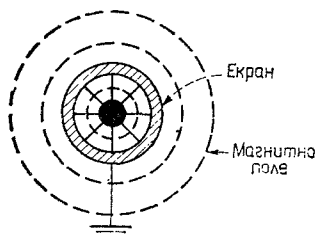
## ЕКРАНИРАНЕ ЗА ПРЕДОТВРЯТЯВАНЕ НА МАГНИТНОТО ИЗЛЪЧВАНЕ

За предотвратяване на излъчването източникът на интерференцията може да бъде екраниран. Фиг. 2.14 показва електрическото и магнитното поле, обкръжаващи проводник, по който протича ток, разположен в свободно пространство. Ако екран, заземен в

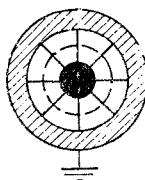


Фиг.2.14. Електрическо и магнитно поле около проводник, по който протича ток

една точка, се разположи около проводник, линиите на електрическото поле ще завършват до екрана, но такъв екран ще има много малък ефект върху магнитното поле. Това е показано на фиг. 2.15. Ако по екрана се пусне ток, равен по стойност и обратен по посока на този по централния проводник, той ще създаде равно по



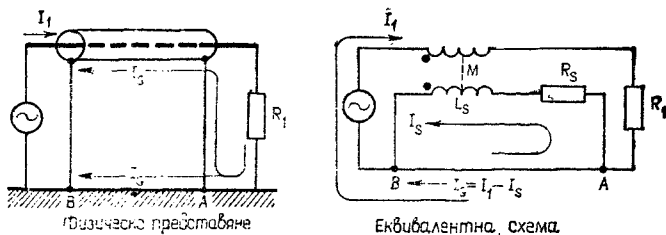
Фиг. 2.15. Електрическо и магнитно поле около екраниран проводник; екранът е заземен в една точка



Фиг. 2.16. Електрическо и магнитно поле около екраниран проводник; екранът е заземен и по него протича ток, равен по големина и обратен по посока на тока през проводника

големина, но противоположно по знак външно магнитно поле. Това поле унищожава магнитното поле, причинено от централния проводник извън екрана. Това води до условията, показани на фиг. 2.16, без да съществува поле навън от екрана.

Фиг. 2.17. показва схема, която е заземена в двата края и през която протича ток  $I_1$ . За спиране излъчването на магнитното поле от схемата екранът трябва да бъде заземен в двата края и обратният ток трябва да протича по екрана от  $A$  към  $B$  ( $I_S$  на фи-



Фиг. 2.17. Разпределение на тока през екрана и равнината на заземяването

гурата) вместо по равнината на заземяването ( $I_0$  на фигурата). Обаче защо токът трябва да протича обратно от точка  $A$  към точка  $B$  през екрана, вместо да протича през равнината на заземяването, която е с нулево съпротивление? За анализа на тази конфигурация може да бъде използвана еквивалентната схема. Чрез записване на уравнение по затворения контур на веригата на заземяването ( $A-R_S-L_S-B-A$ ) токът през екрана може да бъде определен като

$$0 = I_S(j\omega L_S + R_S) - I_1(j\omega M), \quad (2.23)$$

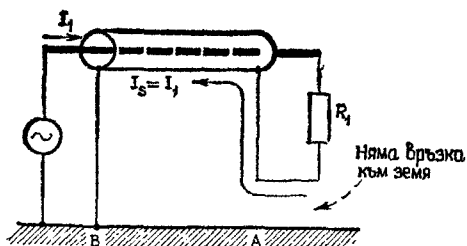
където  $M$  е взаимната индуктивност между екрана и централния проводник и както беше показано по-горе (урав. 2.17),  $M = L_S$ . Използвайки това заместване и преобразувайки израза спрямо  $I_S$ , се получава

$$I_S = I_1 \left( \frac{j\omega}{j\omega + R_S/L_S} \right) = I_1 \left( \frac{j\omega}{j\omega + \omega_c} \right). \quad (2.24)$$

Както може да се види от горното уравнение, ако честотата е много по-голяма от честотата на среза на екрана, токът на последния се доближава по стойност до тока на централния проводник. Защото на взаимната индуктивност между екрана и централния проводник екранът създава обратен път с по-малка обща индуктивност, отколкото равнината на заземяването на високи честоти. Колкото повече намалява честотата под  $5 \omega_c$ , толкова по-малко магнитно екраниране осигурява кабелът, тъй като все по-голяма част от тока протича обратно през равнината на заземяване.

За да се предотврати излъчване на магнитното поле, създадено от проводник, заземен в двата края, той трябва да бъде

екраниран и екранът да бъде заземен в двата края. Това осигурява добро екраниране на магнитното поле за честоти, значително по-големи от честотата на среза на екрана. Намалването на излъченото магнитно поле не се дължи на магнитните екраниращи



Фиг. 2.18. Когато екранът не е заземен в далечния си край спрямо генератора, целият обратен ток протича през него

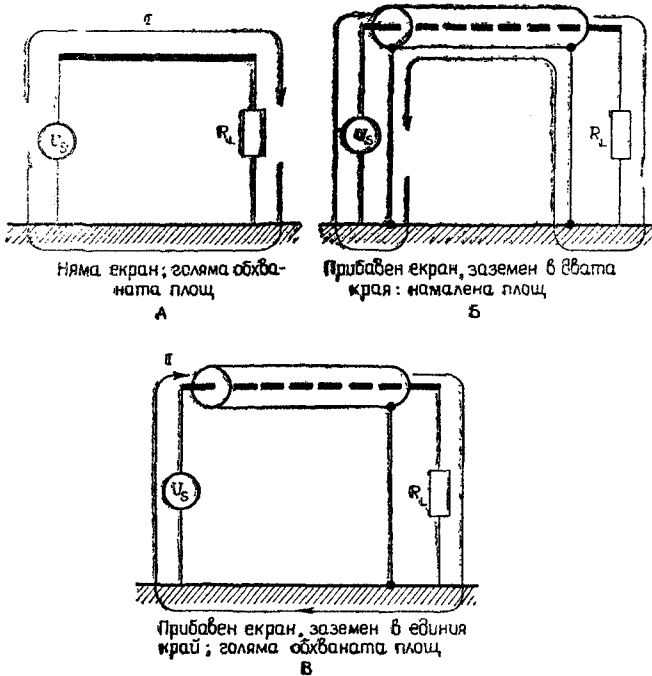
свойства на екрана. По-вярно е да се каже, че обратният ток на екрана създава поле, което си взаимодействува с полето на проводника и го унищожава.

Ако земята се прекъсне в единия край на схемата, както е показано на фиг. 2.18, тогава екранът не трябва да бъде заземен в този край, и обратният ток ще трябва да протича изцяло през екрана. Това е вярно специално при честоти, по-малки от честотата на среза на екрана. Заземяването в двата края на екрана в този случай намалява екраниращия ефект, тъй като известна част от тока ще протича обратно през равнината на заземяването.

## ЕКРАНИРАНЕ НА ПРИЕМНИКА ПРОТИВ МАГНИТНИ ПОЛЕТА

Най-добрият начин да се защити приемникът срещу магнитните полета е да се намали площта, обхваната от контура на приемната схема. Площта, която ни интересува, е пълната площ обхваната от веригата на тока, протичащ през схемата на приемника. Важно е да се вземе пред вид и обратният път на тока към източника. Доста често обратното протичане на тока става по друг път, а не по този, който му е определен от конструктора, и следователно площта, обхваната от пътя на тока, се променя. Ако немагнитен екран, разположен около проводник, създава обратен ток по верига, който обхваща по-малка площ, тогава би имало известна защита от екрана против магнитните полета. Тази защита обаче е вследствие на намалената площ на веригата на тока, а не на някакви магнитни защитни свойства на екрана.

Фиг. 2.19 илюстрира ефекта на екраниране върху площта, заградена от токовия кръг. На фиг. 2.19А източникът  $U_S$  е свързан към товара  $R_L$  чрез единичен проводник, използващ за верига на обратен ток земята. Площта, обхваната от токовата верига, е



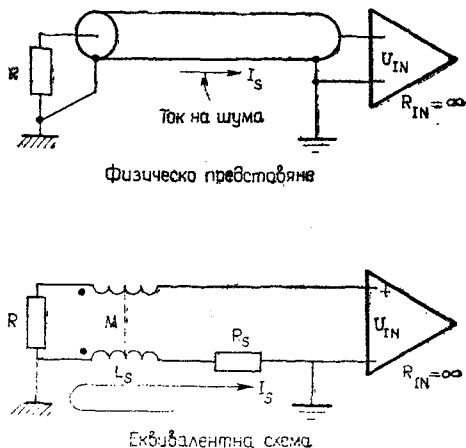
Фиг. 2.19. Влияние на екрана върху площта, ограничена от веригата на приемника

правоъгълникът между проводника и равнината на заземяването. На фиг. 2.19Б екранът е разположен около проводника и е заземен в двата края.

Ако токът се завръща през екрана, а не през равнината на заземяване, площта на токовия контур се намалява и се постига необходимата степен на магнитна защита. Токът протича обратно през екрана, ако честотата е по-голяма, отколкото пет пъти честотата на среза, както беше показано по-горе. Екран, разположен около проводник и заземен в единия край, както е показано на фиг. 2.19В, не изменя площта на токовия контур и следователно не осигурява магнитна защита.

Свързането на фиг. 2.19Б не дава защита против магнитните полета на честоти под честотата на среза на екрана, тъй като тогава по-голямата част от тока протича обратно през равнината на

заземяването, а не през екрана. Този ток би трябвало да бъде избягнат по две причини: 1) тъй като екранът е единият от проводниците на схемата, известен шумов ток в него ще създаде дробовият ефект в неговото вътрешно съпротивление, който се



Фиг. 2.20. Влияние на шумовия ток, протичащ през екрана на коаксиален кабел

явява спрямо схемата като източник на шумово напрежение и (2) ако има разлика в потенциалите на точките на заземяване в краищата на екрана, това също ще се яви като шумово напрежение в схемата.\*

Когато една схема е заземена в двата края, възможно е само ограничена защита от магнитните полета, защото голяма част от тока на шума е индуктиран във веригата на заземяването. Тъй като този ток протича и през сигналния проводник, шумовото напрежение, създадено в екрана, е равно на произведението на тока през екрана по съпротивлението му. Това е показано на фиг. 2.20. Токът  $I_s$  е шумовият ток в екрана вследствие разликата в земните потенциали или следствие външната шумова връзка.

Ако се сумират напреженията по обиколката на входния контур, получава се следният израз:

$$U_{IN}^{\sim} = -j\omega M I_s + j\omega L_s I_s + R_s I_s. \quad (2.25)$$

Тъй като  $L_s = M$ , както беше показано по-горе:

$$U_{IN} = R_s I_s. \quad (2.26)$$

\*Вж. глава 3. За по-нататъшно обсъждане на екраниран кабел, заземен в двата края (Б. а.)



Когато протича ток през екрана, се създава шумово напрежение в него вследствие на напрежението на дроб ефекта  $I_s R_s$ .

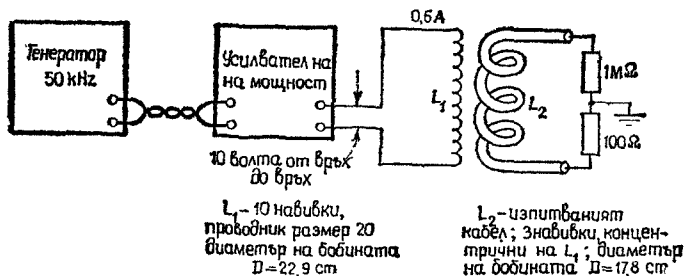
Даже ако екранът е заземен само в единия край, шумовите токове на екрана все пак ще протичат вследствие на капацитивната връзка през екрана. Следователно за максимална шумова защита на ниски честоти екранът не трябва да бъде един от сигналните проводници и единият край на схемата трябва да бъде изолиран от земя.

## ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ ДАННИ

Екраниращите свойства на различни кабелни конфигурации против магнитните полета бяха измерени и сравнени експериментално. Измерителната постановка е показана на фиг. 2.21, а получените при измерванията резултати са дадени в таблична форма на фиг. 2.22 и 2.23. Честотата на измерването (50 kHz) е пет пъти по-голяма от честотата на среза на екрана за всички изпитвани кабели. Показаните на фиг. 2.22 и 2.23 кабели представляват измерителните кабели, означени на фиг. 2.21 като  $L_2$ .

В схеми *A* до *E* (фиг. 2.22) двата края на схемата са заземени. Те осигуряват много по-малко затихване на магнитното поле, отколкото схемите от *Ж* до *Л* (фиг. 2.23), където е заземен само единият край на схемите.

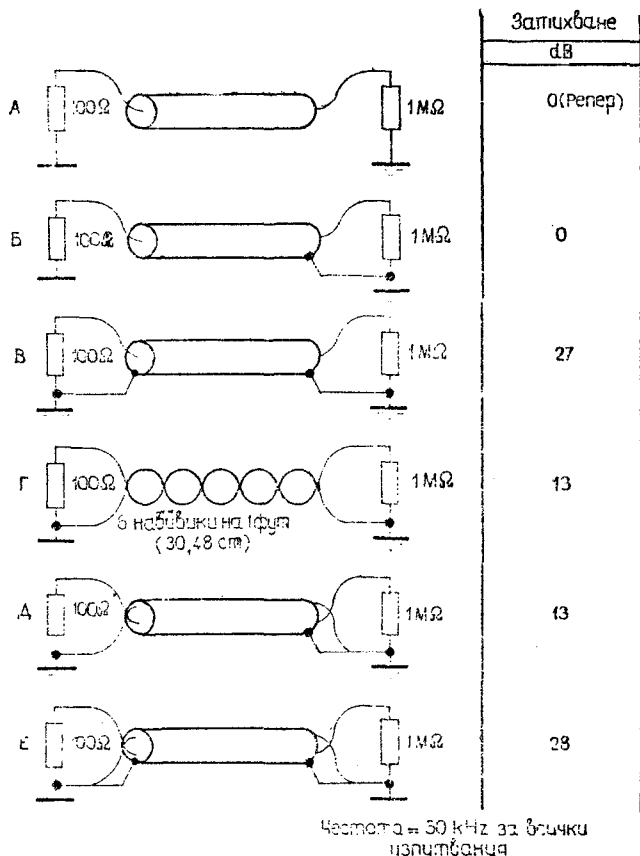
Схема *A* от фиг. (2.22) не осигурява съществена защита от магнитното поле. Съществуващото шумово напрежение, измерено през съпротивление 1 мегаом, в този случай беше 0,8V. Индуктираното напрежение при конфигурация *A* ще бъде използвано



Фиг. 2.21. Измерителна постановка на експеримент за индуктивна връзка

при по-нататъшните разглеждания като реперно напрежение и ще бъде означено с 0 dB, за сравнение на възможностите на всички други схеми. При схема *B* екранът е заземен в единия край; това дава ефект за магнитното екраниране. Заземяването на екра-

на в двата края, както е при конфигурацията *B*, осигурява известна защита против магнитното поле, защото работната честота е над честотата на среза на екрана. Защитата може да бъде даже по-голяма, ако това не беше за верига на заземяване, образувана чрез

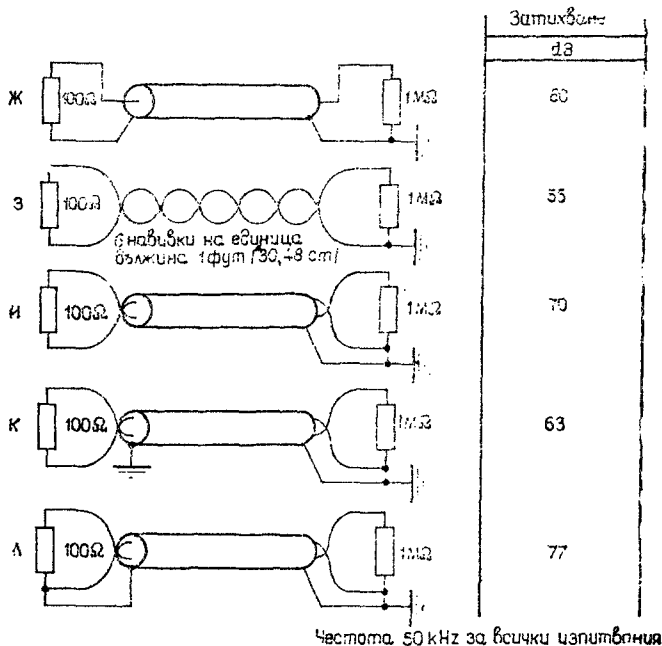


Фиг. 2.22. Резултати от експеримента за индуктивна връзка; всички схеми са заземени в двата края

заземяване в двата края на схемата. Магнитното поле индуцира голям шумов ток в нискоимпедансната верига на заземяването, състояща се от екрана на кабела и двете точки на свързване към земя. Шумовият ток през екрана създава напрежение на шума в екрана, както беше показано в предходния раздел.

Използването на двойка усукани проводници, както е при схема *Г*, може да осигури много по-голямо намаление на шума от магнитното поле, но ефектът се влошава от веригата на заземя-

ването, образувана при заземяването на схемата в двата края. Това може ясно да се види чрез сравняване на затихването на схема З с това на схема Г. В допълнение към това екран, заземен в единия край, не дава подобрение спрямо двойка усукани провод-



Фиг. 2.23. Резултати от експеримента за индуктивна връзка; всички схеми са заземени само в единия край

ници, както е при схема Д. Заземяването на екрана в двата края както е при схема Е, осигурява допълнителна защита, тъй като ниският импеданс на екрана индуцира известна част от магнитно индуктирания ток във веригата на заземяването далеч от сигналните проводници. Изобщо никоя от схемните конфигурации от фиг. 2.22 не осигурява добра защита от магнитното поле поради веригата на заземяването. Ако все пак схемата трябва да бъде заземена в двата края, би могло да се използват конфигурации В или Е.

Схема Ж показва значително подобрение при екранирането против магнитното поле. Това е вследствие много малката площ на контура, образувана при коаксиалния кабел, и на факта, че няма верига на заземяване, която да намалява екраниращия ефект.

Коаксиалният кабел осигурява много малка площ на контура, тъй като екранът може да бъде представен като еквивалентен проводник, разположен на неговата централна ос. Действително екранът се разполага много близо до оста на централния проводник.

Очакваше се, че усукан чифт проводници според схема З би могъл да осигури значително по-добро екраниране, отколкото показаните 55 dB. Намаляването на екранирането се дължи на факта, че започва да се проявява известна връзка с електрическо поле. Това може да се види в схема И, където затихването се повишава до 70 dB при разполагане на екрана около усуканата двойка проводници. Фактът, че затихването при схема Ж е по-добро, отколкото при схема И, означава, че в този случай точно коаксиалният кабел притежава по-малка площ спрямо магнитното поле, отколкото при усукана двойка проводници. Това обаче не винаги е вярно. Повишаването на броя на навивките за единица дължина (1 фут)\* и за едната, и за другата усукана двойка (З или И) би могло да намали индуктираното напрежение. Изобщо схема И е за предпочитане пред схема Ж при нискочестотно магнитно екраниране, тъй като в схема И екранът не се явява един от сигналните проводници.

Заземяването в двата края на екрана, както е при схема К, малко намалява екранирането. Това се дължи може би на големия ток на екрана, протичащ по веригата на заземяването, образувана чрез екрана, включително и на нееднаквите напрежения в двата централни проводника. Схема Л осигурява по-добро екраниране, отколкото схема И, тъй като тя обединява качества на коаксиалната схема Ж с тези на усуканата двойка И. Схема Л обикновено не е за предпочитане, тъй като известни шумови напрежения или токове, които достигат до екрана, могат да протекат в сигналния проводник. Почти винаги е по-добре да се свържат заедно екранът и сигналният проводник в една точка. Тази точка трябва да бъде такава, че токът на шума от екрана да не протича и по сигналния проводник, за да стигне до земята.

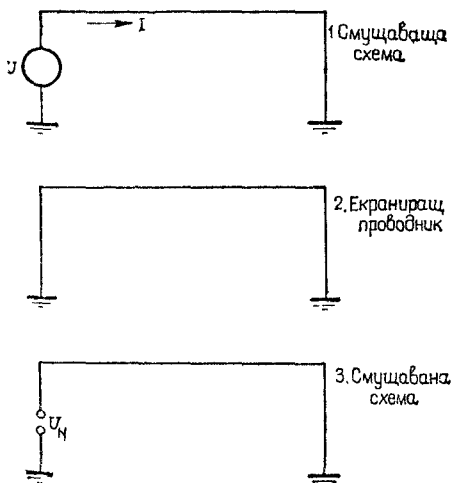
## ЕКРАНИРАЩ ФАКТОР

Степента на екраниране между две схеми може да бъде изразена чрез условията на екраниращия фактор. Последният  $[\eta]$  е дефиниран като отношение на индуктираното напрежение в смушаваната схема [приемник], след като е приложен екран към същото индуктирано напрежение без екран:

$$\eta = \frac{U_N (\text{с екран})}{U_N (\text{без екран})} \quad (2.27)$$

\* 1 фут (foot, ft) = 30,48 cm. (Б. пр.).

Обобщена постановка на екраниране е изобразена на фиг. 2.24. Тя се състои от: (1) смущаващ проводник, (2) екраниращ проводник и (3) смутен (повлиян) проводник. За показаната конфигурация може да бъде написано, че:



Фиг. 2.24. Обобщена схема на екраниране. Произволен екраниращ проводник 2 е разположен между източника на шум 1 и приемния проводник 3

$$\eta = 1 - \frac{Z_{12} Z_{23}}{Z_{13} Z_{22}} . \quad (2.28)$$

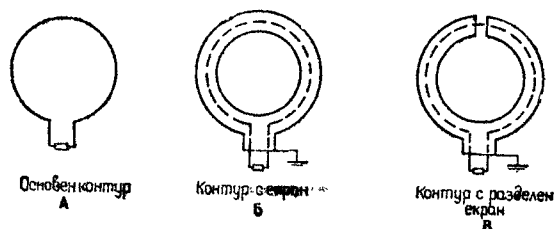
Импедансът  $Z_{22}$  е собственият импеданс на схема 9 и  $Z_{12}$ ,  $Z_{13}$  и  $Z_{23}$  са взаимните импеданси съответно между схеми 1 и 2, 1 и 3 и 2 и 3.

### ПРИМЕР ЗА СЕЛЕКТИВНО ЕКРАНИРАНЕ

Пример за селективно екранирано електрическо поле, без да се засяга магнитното поле, е екраниран антенен контур. Такъв вид антени се прилагат в радиопеленгаторите. Така може да се намали индуктираният в антената шум към радиоприемниците. Този ефект е значителен, защото по-голямата част от локалните източници на шум създават предимно електрическо поле. Фиг. 2.25 показва основния антенен контур. От уравн. 2.21 величината на създаденото в контура от магнитното поле напрежение е

$$U_m = 2\pi fBA \cos \theta. \quad (2.29)$$

Ъгълът  $\theta$  е измерен между магнитното поле и перпендикуляра към равнината на антенния контур. Последният обаче действува като вертикална антена и в него се индукира напрежение вследствие на случайно електрическо поле. Това напрежение е равно на



Фиг. 2.25. Екран, състоящ се от две части, разположен около антенния контур намалява селективно електрическото поле и пропуска магнитното поле

производната на напрегатостта  $E$  на полето по ефективната височина на антената. За кръгъл единичен антенен кръг ефективната височина е  $2\pi A$  (ПТТ стр. 25-6). Индукираното напрежение вследствие на електрическото поле ще бъде

$$U_E = \frac{2\pi AE}{\lambda} \cos \theta'. \quad (2.30)$$

Ъгълът  $\theta'$  е измерен между електрическото поле и равнината на контура.

За да се намали индукираното от електрическото поле напрежение, контурът може да бъде екраниран, както е показано на фиг. 2.25 Б. Такава конфигурация обаче допуска протичането на ток по екрана, който ще компенсира отчасти магнитното поле така, както и електрическото поле. За да се запази магнитната чувствителност на кръга, екранът може да бъде прекъснат, за да се избегне протичането на ток през него. Това може да бъде направено, както е показано на фиг. 2.25 В, чрез прекъсване на екрана по средата. Така получената антена реагира само на магнитното поле като съставна част на приложеното електромагнитно поле.



екран. Двата тока (сигналният и шумовият) следователно не протичат през общ импеданс.

За съжаление тройният кабел е твърде скъп и неудобен за употреба, но за високи честоти коаксиалният кабел действа като троен кабел вследствие на скин-ефекта. За нормално екраниран кабел скин-ефектът става от значение за честоти около 1 МHz. Шумовият ток протича по вътрешната повърхност. Поради тази причина коаксиалният кабел е по-добър за употреба за високи честоти.

Екранираният усукан чифт има параметри, подобни на тройния кабел, и той не е така скъп и неудобен. Токът на сигнала протича в двата вътрешни проводника и някакъв шумов ток протича през екрана. Общата съпротивителна връзка е елиминирана. В допълнение известен ток през екрана е свързан в еднаква степен с двата вътрешни проводника чрез взаимната индуктивност и напреженията в тях взаимно се компенсират.

Ако е балансиран, неекранираният усукан чифт осигурява много малка защита против капацитивно прехвърляне, но и той е много добър за защита против магнитно индуктиране. Екранираният усукан чифт създава най-добро екраниране за нискочестотни сигнали, при които магнитната индукция е главният проблем. Ефективността на усукването се повишава с увеличаване броя на усукванията на единица дължина.

## ПЛЕТЕНИ ЕКРАНИ

В по-голямата си част кабелите са екранирани с плетени екрани, а не с плътен проводник. Предимствата на оплетката са гъвкавост, трайност, здравина и голяма устойчивост на прегъване. Оплетките обаче осигуряват обикновено само 60—90% покритие и са по-малко ефективни като екрани, отколкото плътните проводници. Плетените екрани, осигуряват само леко намаляване на ефекта на екраниране против електрическото поле (с изключение на СВЧ), но значително намаляват екранирането спрямо магнитното поле. Причината е, че оплетката нарушава еднаквостта на тока през екрана. Нормално оплетката е 5 до 30 dB по-малко ефективна, отколкото плътният екран при защита против магнитни полета.

За по-високи честоти ефективността на оплетката се намалява още. Това е, така защото дупките в оплетката по размери стават съизмерими с дължината на вълната, тъй като честотата се повишава. По-големият брой екрани създават по добра защита, но яри по-голяма стойност и по-малка гъвкавост. Кабелите с двойни и даже тройни екрани се използват в някои по-критични приложения. Понастоящем започват да се прилагат кабели с плътното алуминиево фолио като екран. Тези екрани осигуряват почти



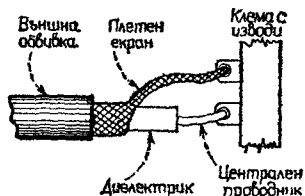
100% покритие и по-ефективно екраниране. Те не са така здрави като оплетката, обаче обикновено имат по-висока честота на среза вследствие на по-високото съпротивление на екрана.

## РАЗПРЕДЕЛЕНИЕ НА ТОКА ПРЕЗ ЕКРАНА

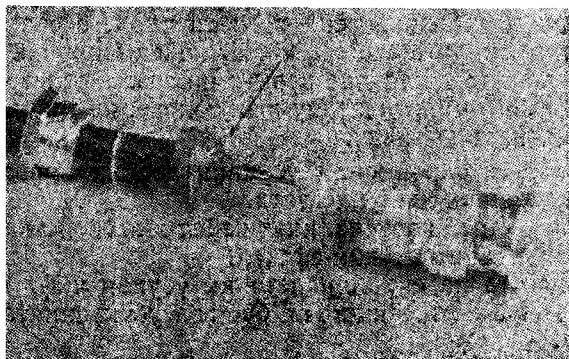
Магнитното екраниране, разгледано по-горе, зависи от еднаквото разпределение на надлъжния ток през екрана по цялата оръжност на напречното сечение. Плътните екрани, като алуминиевото фолио, създават най-правилно разпределение на тока през екрана и следователно осигуряват

най-добро магнитно екраниране, ако работната честота е над честотата на среза на екрана. Плетените екрани са значително по-малко ефективни за магнитно екраниране, тъй като разпределението на тока при тях е по-малко равномерно, отколкото при плътния екран. Оплетката се покрива обикновено с калай или сребро. В този случай протичането на тока е по-равномерно вследствие на по-добрия контакт между проводниците на оплетката. Непокритите екрани имат склонност към образуване на окисен слой и отгук лош електрически контакт между отделните жички на оплетката.

Ефективността на магнитното екраниране близо до краищата на кабела зависи от начина на извеждане на оплетката към съеди-



Фиг. 2.27. При гъвкав извод на екрана токът през него се концентрира в едната му страна



Фиг. 2.28. BNC-съединител в разглобен вид, показващ контакт на екрана на 360°

пителя или извода. Гъвкавата връзка, показана на фиг. 2.27, предизвиква концентрация на тока на екрана в едната му страна. За постигане на максимален защитен ефект екранът би трябвало да завършва еднакво по цялото си напречно сечение. Това може да се постигне чрез използване на коаксиален съединител, такъв като BNC, UHF или N-съединителя. Такъв съединител, показан на фиг. 2.28, осигурява електрически контакт към екрана на  $360^\circ$ . Коаксиалният извод следователно осигурява напълно покриване на вътрешния проводник и запазва целостта на екранирането спрямо електрическото поле.

## РЕЗЮМЕ

- Защитата против електрическите полета е много по-лесна, отколкото против магнитните полета.
- Използването на немагнитни материали за екрани около проводниците по същество осигурява немагнитно екраниране.
- Екран, заземен в една или в повече точки, екранира срещу електрически полета.
- Ключът към ефикасно магнитно екраниране е да се намали площта на токовия контур. Това се прави, като се използват усукан чифт проводници или коаксиален кабел, ако обратният ток преминава през екрана вместо през равнината на заземяването.
- За коаксиален кабел, заземен в двата края, фактически целият обратен ток протича през екрана на честоти, пет пъти по-големи от честотата на среза на екрана.
- За да се избегне излъчването от проводника, е уместно използването на екран, заземен в двата края за честоти, по-големи от честотата на среза.
- В приемни схеми, заземени в двата края, е възможно само ограничено приложение на магнитно екраниране вследствие на образуването на токова верига на заземяването.
- Екран, по който протичат шумови токове, не трябва да бъде и част от сигналния тракт.
- Използват се екранирани усукани двойки проводници или тройни кабели за ниски честоти.
- За високи честоти коаксиалният кабел има свойствата на троен кабел вследствие на скин-ефекта.
- Ефективността на екранирането на усукан чифт проводници се повишава с увеличението на броя на усукванията за единица дължина.
- Ефективността на магнитното екраниране, споменато по-горе, изисква цилиндричен екран с равномерно разпределение на тока през екрана по окръжността на напречното му сечение.

## БИБЛИОГРАФИЯ

- Belden Engineering Staff, *Electronics Cable Handbook*, Howard W. Sams & Co., New York, 1966.
- Bell Laboratories, *Physical Design of Electronic Systems*, Vol. 1, Chapter 10 (Electrical Interference), Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1970.
- Buchman, A. S., «Noise Control in Low Level Data Systems,» *Electromechanical Design*, September, 1962.
- Ficchi, R. O., *Electrical Interference*, Hayden Book Co., New York, 1964.
- Ficchi, R. O., *Practical Design For Electromagnetic Compatibility*, Hayden Book Co., New York 1971.
- Frederick Research Corp., *Handbook on Radio Frequency Interference*, Vol. 3, (Methods of Electromagnetic Interference Suppression), Frederick Research Corp., Wheaton, Maryland 1962.
- Hayt, W. H., Jr., *Engineering Electromagnetics*, Third Edition; McGraw-Hill, New York, 1974.
- ITT, *Reference Data for Radio Engineers*, Fifth Edition; Howard W. Sams & Co., New York, 1968.
- Morrison, R. *Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation*; Wiley, New York, 1967.
- Nalle, D., «Elimination of Noise in Low Level Circuits,» *ISA Journal*, Vol. 12, August, 1965.
- Smythe, W. R. *Static and Dynamic Electricity*, McGraw-Hill, New York, 1924.
- Timmons, F. «Wire or Cable Has Many Faces, Part, 2», *EDN*, March, 1970.
- Trompeter, E., «Cleaning Up Signals With Coax,» *Electronic Products Magazine*, July 16, 1973.
- White, D. R. J., *Electromagnetic Interference and Compatibility*, Vol., 3 (EMI Control Methods and Techniques), Don White Consultants Inc., Germantown, Maryland, 1973.

# 3

## ЗАЗЕМЯВАНЕ

Заземяването е един от основните начини за намаляване до минимум на нежеланите шумове и индуктирани напрежения. Уместното използване на заземяване и екраниране в комбинация може да реши голям процент от проблемите на шума. Качественото заземяване на една система трябва да бъде конструирано така добре, както и останалата схема. Понякога е трудно да се убеди човек сам, че скъпоценно инженерно време може да бъде спестено от много малките детайли, ако всяка схема бъде заземена. При дългото търсене обикновено се икономисват време и средства, но за сметка на намирането на случайни решения при построяването и изпитването на апаратурата, без да се даде цялостно решение на тайнствените интерференционни проблеми.

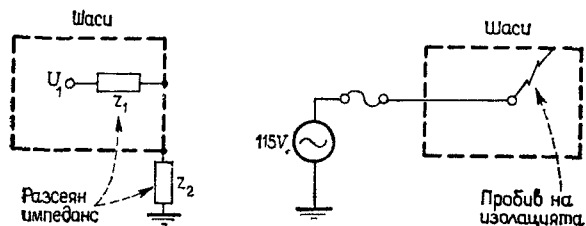
Принципите на заземяването, разгледани тук, са приложими както за големи комплексни електронни системи, така и за отделни схеми (функционални възли) на единични печатни платки: Съществуват два основни принципа, използвани при проектирането на добре заземени системи. Първият е да се *намали до минимум напрежението на шума, създадено от токовете на две или повече схеми, протичащи през общия импеданс на заземяването*. Другият принцип е да се *избегне създаването на токов контур на заземяването, който да бъде чувствителен към магнитни полета и към разликите в потенциалите между точките на заземяване<sup>т</sup>*. Заземяването, ако е направено правилно, може да придобие първостепенно значение при шумовата връзка.

В най-общ смисъл „земята“ може да бъде дефинирана като екипотенциална\* точка или равнина, чието напрежение служи като опорно напрежение за схема или система. Последното може да бъде или да не бъде равно на земния потенциал. Ако корпусът е свързан към земята през верига с нисък импеданс, то той може да бъде считан, че е със земен потенциал. Съществуват две основни общи причини за заземяване на схемите: 1) за безопасност (сигурност) и 2) за осигуряване на екипотенциален репер за напреженията на сигнала. Заземяването на корпуса за безопасност е почти равно на потенциала на земята, докато заземяването на корпуса спрямо сигналите не е обязательно необходимо да бъде с потенциала на земята. В много случаи заземяването за безопасност се изисква да стане в точка, която не е подходяща за земя на сигнала и това може да усложни шумовия проблем.

\*Точка, където напрежението не се изменя независимо от големината на тока, протичащ към нея или протичащ от нея навън. (Б. а.)

## ЗАЗЕМЯВАНЕ ЗА БЕЗОПАСНОСТ

От съображения за сигурност се изисква шасито или корпусът на електрическата апаратура да бъдат заземени. Защо е така, може да се види на фиг. 3.1. На левия чертеж  $Z_1$  е случайният импеданс между точката с потенциал  $U_1$  и  $Z_2$  е случайният импеданс



Фиг. 3.1. Шасито трябва да бъде заземено от съображения за безопасност. В противен случай напрежението върху него може да достигне до опасно ниво през разсеян импеданс (вляво) или през пробив на изолацията (вдясно)

между шасито и земя. Потенциалът на шасито е определен чрез импедансите  $Z_1$  и  $Z_2$ , действащи като делител на напрежение. Потенциалът на шасито е

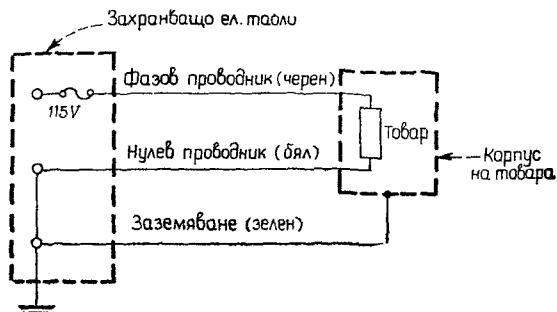
$$U_{\text{шаси}} = \left( \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \right) U_1. \quad (3.1)$$

Шасито може да бъде с относително висок потенциал и да съществува опасност от удар, тъй като неговият потенциал е определен посредством относителните стойности на случайните импеданси, чиято големина може да се контролира твърде малко. Ако обаче шасито е заземено, неговият потенциал е 0, тъй като  $Z_2$  става нула.

Десният чертеж на фиг. 3.1 показва второто и далеч по-опасно положение: променливотокова линия, снабдена с предпазител, е включена към корпуса. Ако има пробив на изолацията такъв, че променливотоковата верига да контактува с шасито, последното би било в състояние да провежда пълния ток на схемата с предпазител. Ако някой докосне едновременно шасито и земя, той ще бъде свързан директно към пълната мощност на променливотоковата линия. Ако обаче шасито е заземено, подобен пробив в изолацията би довел до протичане на силен ток, който ще причини разтопяване на предпазителя, което отстранява напрежението от шасито.

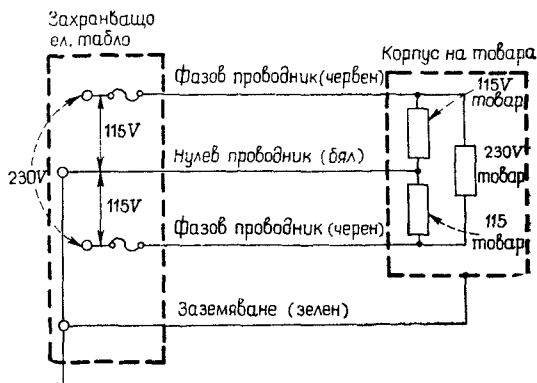
В САЩ редът за разпространение на променливотоковата енергия и стандартите за електрическите инсталации са събрани в Националния електротехнически кодекс. Едно от изискванията на

този кодекс определя, че разпространението на 115V — променливо-токова енергия по домовете и сградите, трябва да става по три-проводна система, както е показано на фиг. 3.2. Товарният ток протича през «горещия» (черния) фазов проводник, който е снабден



Фиг. 3.2. Стандартната електрическа мрежа 115V има 3 извода

с предпазител и се връща обратно през нулевия (белия) проводник. Освен това проводникът на заземяването за безопасност (зеления) трябва да бъде свързан към корпусите на апаратурата и към цялата конструкция. Единственото време, през което зеле-



Фиг. 3.3. Комбинираната електрическа мрежа 115/230 V има 4 извода

ният проводник провежда ток, е при повреда, и то само за момент, докато предпазителът прекъсне и изключи веригата. Тъй като през веригата на заземяването не протича товарен ток, при него липсва дробов ефект вследствие на неговото вътрешно съпротивление и

корпусите, включени към него, са винаги на земен потенциал. Националният електротехнически кодекс определя, че нулевата фаза и заземяването за сигурност трябва да бъдат свързани заедно само в една точка и тя трябва да бъде на главния вход на линията. Ако това се направи по друг начин, значи да се позволи на част от обратния ток да се върне обратно през заземения проводник. Комбинираната 115/230 V-система е подобна, с изключение на един допълнителен фазов проводник (червен), както е показано на фиг. 3.3. Ако товарът изисква само 230 V, нулевият проводник (белият), показан на фиг. 3.3, не е задължителен.

## ЗАЗЕМЯВАНЕ НА СИГНАЛНИЯ ТРАКТ

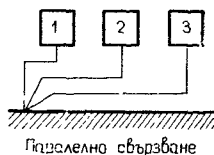
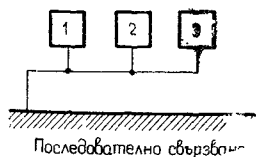
Заземяването на сигналния тракт обикновено спада към един от двата класа: (1) заземяване в една точка и (2) заземяване в повече точки. Тези схеми са показани на фиг. 3.4. Съществуват две подгрупи на заземяването в една точка — едната с последователно свързване и другата с паралелно свързване. Последователното свързване се нарича също така система с обща земя, а паралелното свързване — система с отделни земи.

В следващото обсъждане на методите на заземяване трябва да се имат пред вид два основни момента:

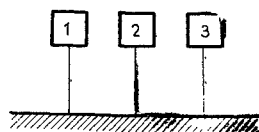
1. Всички проводници имат краен импеданс от комплексен вид, обикновено състоят се от съпротивление и индуктивност. На 11 kHz прав отрязък от проводник размер 22 (d = 0,6mm) с дължина 25 mm над равнината на заземяването има по-голямо индуктивно реактивно съпротивление, отколкото активно.

2. Две физически отделни земни точки са рядко с един и същ потенциал.

*Заземяването на токозахранващите вериги е с много малка практическа стойност като земя за сигналния тракт. Напреже-*



Фиг. 3.4. Два вида заземяване в една точка



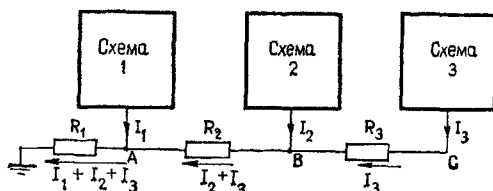
Фиг. 3.5. Заземяване в повече точки

нието, измерено между две точки на заземяване на електрическата мрежа, в повечето случаи е от порядъка на стотици милivolта и в някои случаи достига до няколко волта. Това е прекалено много за схемите с ниско ниво на сигнала. Обаче заземяване на сигнал-

лния трат в една точка към земята на захранването обикновено се изисква при всички случаи от съображения за безопасност.

## СИСТЕМИ НА ЗАЗЕМЯВАНЕ В ЕДНА ТОЧКА

От гледна точка на шума най-нежелателно е заземяване с обща земя на системата, показана на фиг. 3.6. Това е последователно свързване на земите на отделните схеми. Съпротивленията, изобразени на фигурата, представляват импедансите на заземител-



Фиг. 3.6. Системата с обща земя представлява последователно свързване на земите на отделните схеми; от гледна точка на шума тя не е желателна, но има предимството на простота на връзките

ните проводници и  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  са токовете, протичащи към земя съответно на схемите 1, 2 и 3. Точка А не е с нулев потенциал, а има потенциала

$$U_A = (I_1 + I_2 + I_3) R_1, \quad (3.2)$$

а точка С е с потенциал

$$U_C = (I_1 + I_2 + I_3) R_1 + (I_2 + I_3) R_2 + I_3 R_3. \quad (3.3)$$

Въпреки че тази схема е най-малко желаната система за заземяване, тя е може би най-широко разпространена благодарение на своята простота. За схеми с невисоки изисквания тя може да бъде напълно задоволителна. Тази система не може да бъде използвана за схеми, работещи при различни нива на мощност, тъй като мощните стъпала създават големи токове към земята, които въздействуват обратно на маломощните стъпала. При използване на такава система на заземяване най-критично би било състоянието на стъпалото, разположено най-близко до основната точка на заземяване. Трябва да се отбележи, че точка А на фиг. 3.6 е с по-нисък потенциал, отколкото точки В и С.

Системата с отделни земи (паралелно свързване), показана на фиг. 3.7, е най-предпочитаната за ниски честоти. Това е така,

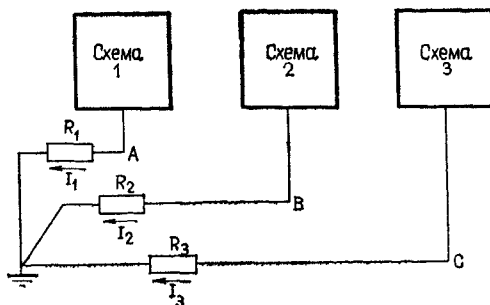


защото не съществува напречна връзка между токовете към земя от различните схеми. Потенциалите на точки  $A$  и  $C$  например са, както следва:

$$U_A = I_1 R_1, \quad (3.4)$$

$$U_C = I_3 R_3. \quad (3.5)$$

Земяният потенциал на една схема сега е функция от тока към земя и от импеданса само на тази схема. Тази система на заземя-



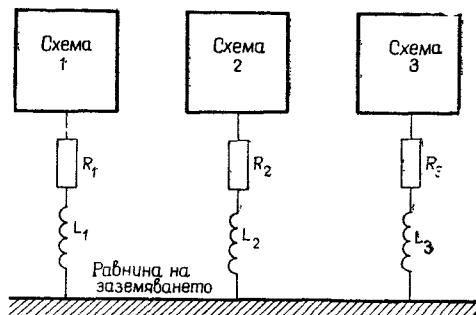
Фиг. 3.7. Системата с отделни земи на схемите представлява паралелно свързване към земя и осигурява добро нискофреkwотно заземяване, но е неудобна от гледна точка на механичeската конструкция

ване от гледна точка на механичeска конструкция не е удобна, тъй като при големи системи е необходимо неоправдано голямо количество проводници.

Системите с отделни земи се използват ограничeно при високи честоти, тъй като индуктивностите на заземителните проводници повишават импеданса към земя и създават индуктивна връзка между изводите към шаси. Паразитният капацитет между заземителните проводници също позволява връзка между земите. На още по-високи честоти импедансът на проводниците към земя може да стане много голям, ако дължината стане кратна на нечетен брой четвърт дължини на вълната. Този вид заземяване има не само голям импеданс, но той също действува и като антена, която излъчва шумово напрежение. Изводите към земята трябва винаги да бъдат запазвани по-къси от  $1/20$  от дължината на вълната, за да се предотврати излъчването и да се осигури нисък импеданс на заземяването.

## СИСТЕМИ НА ЗАЗЕМЯВАНЕ В ПОВЕЧЕ ТОЧКИ

Системата на заземяване в повече точки се използва обикновено при високи честоти за намаляване на импеданса към земя. При тази система, показана на фиг. 3.8, схемите се свързват към най-близката налична земя с нисък импеданс, обикновено към



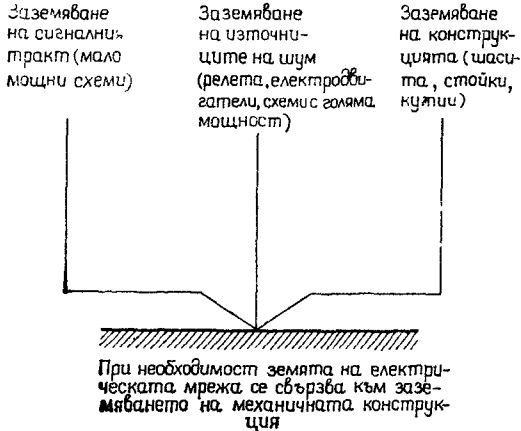
Фиг. 3.8. Системата на заземяване в повече точки е за предпочитане при честоти над 10 МНз. Импедансите  $R_1 \div R_3$  и  $L_1 \div L_3$  трябва да бъдат намалени до минимум

шаси. Ниският импеданс на заземяване основно се дължи на малката индуктивност на равнината на заземяване. Свързването на всяка схема към земя трябва да бъде по възможност най-късо с цел да се намали до минимум импедансът на връзката. При много високочестотни схеми дължината на заземителните изводи трябва да бъде няколко милиметра. Системата на заземяване в повече точки трябва да се избягва при ниски честоти, тъй като токовете към земя от всички схеми протичат през общия импеданс на заземяване, т. е. равнината на заземяване. При високи честоти общият импеданс на заземителната равнина може да се намали чрез посребряване на повърхността. Увеличението на дебелината на равнината на заземяване не води до особен ефект за намаляване на нейния импеданс на ВЧ, тъй като токовете протичат само по повърхността ѝ вследствие на скин-ефекта.

Нормално при честоти под 1 МНз за предпочитане е системата на заземяване в една точка; над 10 МНз най-добра е системата на заземяване в повече точки. Между 1 МНз и 10 МНз заземяване в една точка се използва, ако се осигури дължина на най-дългия заземителен извод, по-малка от  $\frac{1}{20}$  от дължината на вълната на работната честота. Ако изводът е по-голям от  $\frac{1}{20}\lambda$ , трябва да се използва система на заземяване в повече точки.

## ПРАКТИЧЕСКО НИСКОЧЕСТОТНО ЗАЗЕМЯВАНЕ

Повечето практически системи на заземяване при ниски честоти са комбинация от последователно и паралелно свързване при заземяване в една точка. Такава комбинация представлява компромис между необходимостта да се отговори на критериите за елек-

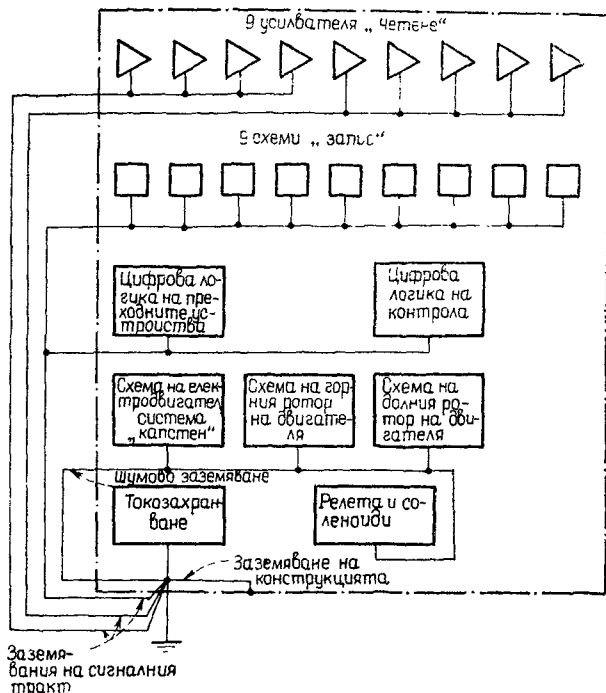


Фиг. 3.9. Тези 3 вида заземяване би трябвало да бъдат запазени, за да се избегне шумовата връзка

трическият шум, от една страна, и от друга — да се избегне опасността от прекалено сложно опроводяване на схемата. Ключът към успешното съчетаване на тези фактори е да се групират селективно (по известен признак) заземителните изводи, така че схемите с променлива мощност и с високи нива на шума да нямат едни и същи заземителни проводници с другите схеми. Така отделни маломощни схеми могат да имат обща земя, докато други мощни схеми имат отделни заземителни проводници.

Повечето системи изискват най-малко три отделни вериги на заземяване, както е показано на фиг. 3.9. Заземяването на сигналния тракт, използвано при маломощни електронни схеми, трябва да бъде отделено от «шумоносещото» заземяване на силнотокви вериги, като релета и електродвигатели. Третата «механическа» земя се използва за заземяване на механичните конструкции, като корпуси, шасита, стойки и т. н. Ако системата е включена към електрическата мрежа, заземяването на мрежата (зеления проводник) трябва да бъде свързано със заземяването на механическата конструкция. Грите отделни вериги на заземяване трябва да бъдат свързани заедно само в една точка. Приложението на тази основна конфигурация на заземяване намалява в значителна степен проблемите по заземяването на системите.

Нагледен пример за приложението на тези принципи е схемата на заземяване на 9-канално цифрово записващо устройство, показана на фиг. 3.10. В този случай съществуват три заземявания на сигналния тракт, едно заземяване на силнотоковите вериги и едно на механичката конструкция. Най-чувствителните схеми, тези



Фиг. 3.10. Типична схема на заземяване за 9-канално цифрово записващо устройство

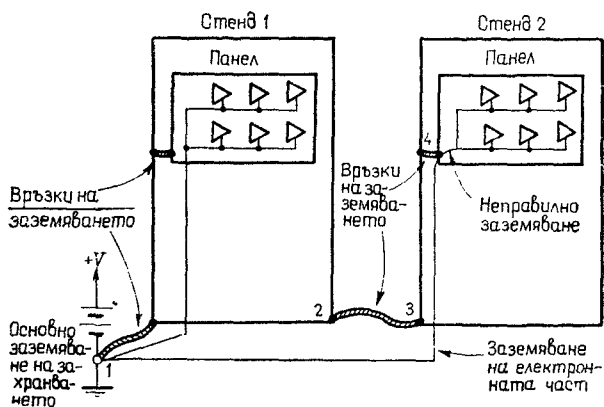
на деветте усилвателя на възпроизвеждащата част, са заземени чрез използването на две отделни вериги на заземяване. Пет от усилвателите са свързани към едната верига и четирите — към другата. Деветте усилвателя на записващото устройство, които работят нормално на много по-високо ниво, отколкото четящите усилватели, както и интерфейсът и логиката на управлението, са свързани към третата верига за заземяване на сигналния тракт. Трите постояннотокови електродвигателя и техните управляващи схеми, релетата и соленоидите са свързани към отделно заземяване на схемите, създаващи голям шум (силнотоковите вериги). От тези елементи схемата на управлението на двигателя тип «капстен» е най-чувствителна; тя е свързана към основната точка на

заземяване. Заземяването на механическата конструкция осигурява заземяване на корпуса и помещението с апаратурата. Заземяването на сигналния тракт, на мощните схеми и на механическата конструкция трябва да бъдат свързани заедно само в точката на източника на основната енергия, т. е. в точката на токозахранващия източник.

При проектирането на система на заземяване за една от апаратурите, блокова схема, подобна на тази от фиг. 3.10, може да бъде много полезна за точното определяне на връзките при заземяването на различните схеми.

## ЗАЗЕМЯВАНЕ НА МЕХАНИЧЕСКАТА КОНСТРУКЦИЯ

Електронните схеми на големи съоръжения обикновено се монтират в свързани стойки или шкафове. Последните трябва да бъдат заземени от съображения за безопасност. В някои системи, като електромеханичните телефонни централи, стойката служи като обратен проводник за релейните комутационни блокове. Заземяването на една стойка често е свързано със създаване на шумово напрежение и то може да има доста високо съпротивление вследствие на механичните връзки и шевове на заваряване или на изтеглящите се блокове.



Фиг. 3.11. Електронни схеми, монтирани на отделните стойки на апаратурата, трябва да имат отделни изводи към земя. Стенд 1 показва правилно заземяване, а стенд 2 показва неправилно заземяване

На фиг. 3-11 е показана типична система на комплекс от електронни схеми, монтирани на панели, които са монтирани в две свързани стойки. Отляво стойка № 1 показва правилно заземяване. Панелът е свързан чрез гъвкава връзка към стойката, като осигурява сигурно заземяване, а от своя страна стойките са свързани

помежду си чрез гъвкава връзка и съединени към основната земя на токозахранването. Земите на електронните схеми не трябва да контактуват с панела или стойката. По този начин токовете на шума на стойката не могат да преминат към земята през заземяването на електрониката. При високи честоти известна част от тока на шума на стойката може да премине през заземяването на схемите вследствие на капацитивната връзка между стойката и електронните схеми. Следователно такъв паразитен капацитет трябва да се намали по възможност до минимум. Стойка №2 (от дясната страна на фигурата), показва неправилна връзка, при което заземяването на схемите е свързано към земята на стойката. Токовете на шума на стойката в този случай могат да преминат през заземяването на схемите и оттук се създава затворен токов контур между точки 1, 2, 3, 4, 1.

Ако при монтажа не се осъществи добра връзка на заземяване към стойката или панела, най-добре ще бъде такова свързване да се отстрани и да се осъществи качествена връзка по някакъв друг начин или да се убедим, че свързване към земя не съществува изобщо. Не трябва да се разчита на заземяване чрез изтеглящи се чекмеджета, панти (шарнирни съединения) и т. н. за осигуряване на надеждно заземяване. Когато земята е несигурна, параметрите могат да се изменят в различните системи или в течение на времето в зависимост от параметрите на заземяването.

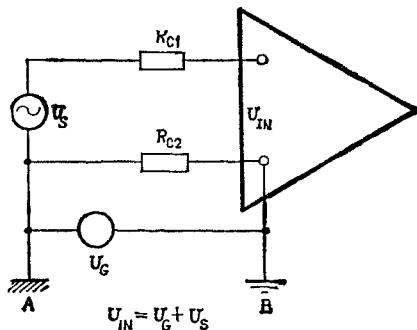
Заземяванията на механическата конструкция чрез създаване на стабилен контакт по пътя на заваряване или спояване с различни припои са по-добри, отколкото при връзки чрез винтове или болтове. При свързване на различни метали при заземяване трябва да се държи сметка за предотвратяване на галваничната корозия, както и да бъдат избягнати галваничните потенциали. При неправилно направени заземителни връзки апаратурата в началото може да работи много добре, но по-късно заземяванията могат да станат източник на неизяснени неприятности при функционирането на системата.

В случай че електрическите връзки са направени към метална повърхност като шаши, металът трябва да бъде защитен от корозия чрез проводимо покритие. Например обработване на алуминий с проводим слой или хромирането му вместо обработка чрез анодиране. Ако шасито се използва като равнина на заземяване, трябва да се обърне особено голямо внимание на електрическите свойства на шасовите, местата на свързване и отворите.

## **ЕДИНИЧНО ЗАЗЕМЯВАНЕ НА СХЕМИТЕ**

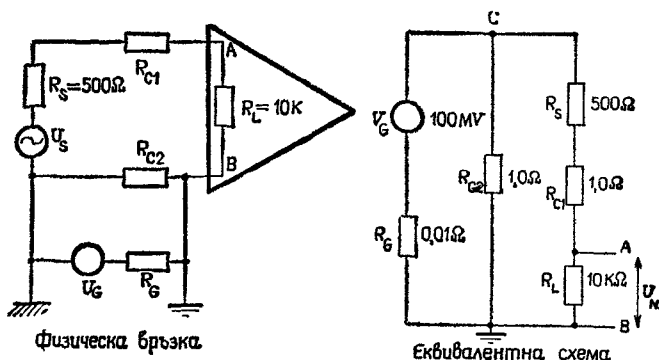
Тъй като две точки на заземяване рядко имат еднакъв потенциал, разликата в техните потенциали може да повлияе неблагоприятно върху режима на схемата, ако последната е заземена в

повече точки. Такива условия са показани на фиг. 3.12; източникът на сигнала е заземен в точка *A*, а усилвателят е заземен в точка *B*. Трябва да се отбележи, че при това усилвателят обикновено се разглежда като товар. Усилвателната схема в случая е просто един типичен пример, докато методите на заземяване могат да се приложат към всеки вид товар. Напрежението  $U_G$  означава разликата в земния потенциал между точките *A* и *B*. На фиг. 3.12 и в следващите илюстрации двете различни означения на земя се използват, за да се подчертае фактът, че две физически разделени земи обикновено не са с еднакъв потенциал. Съпротивленията  $R_{C1}$  и  $R_{C2}$  представляват съответно съпротивленията на проводниците, свързващи източника към усилвателя.



Фиг. 3.12. Напрежението на шума  $U_G$  прониква в усилвателя, ако схемата е заземена в повече от една точка

На фиг. 3.12 входното напрежение на усилвателя е равно на  $U_s + U_G$ . За да се елиминира шумът, трябва да се отстрани една от връзките на заземяване. Премахването на земята в точка *B* означава, че усилвателят трябва да работи с незаземено токозахранване. В такъв случай може да бъде използван диференциален усилвател, както ще се види по-нататък в тази глава. Обикновено е по-лесно да се прекъсне заземяването в точка *A* на източника.



Фиг. 3.13. При заземяване в две точки голяма част от разликата в потенциалите на земите действа върху товара като шум

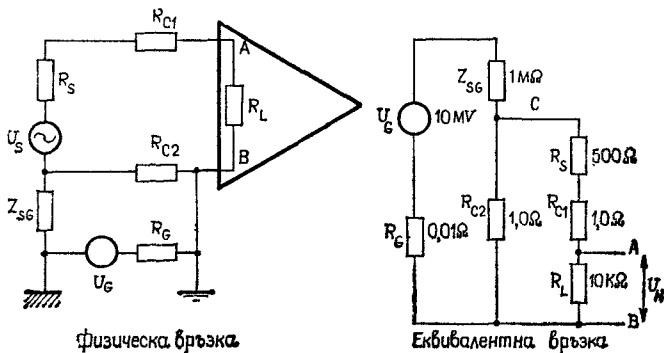
Ефектът от изолирането на източника от земя може да се определи чрез разглеждането на маломощен четириполусник, включен към усилвател, както е показано на фиг. 3.13. Заземени са източникът и едната страна на входа на усилвателя.

За случая, когато  $R_{C2} \ll R_s + R_{C1} + R_L$ , напрежението на шума  $U_N$  на изводите на усилвателя е равно на

$$U_N = \left[ \frac{R_L}{R_L + R_{C1} + R_s} \right] \left[ -\frac{R_{C2}}{R_{C2} + R_G} \right] U_G. \quad (3.6)$$

**Пример 3.1.** Да разгледаме случай, когато потенциалът на заземяване на фиг. 3.13 е равен на 100 mV, стойност, еквивалентна на протичане на ток на заземяване 10 A през съпротивление на заземяване 0,01  $\Omega$ . Ако  $R_s = 500 \Omega$ ,  $R_{C1} = R_{C2} = 1 \Omega$  и  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , тогава съгласно израза 3.6 напрежението на шума на изводите на усилвателя ще бъде 95 mV. Следователно почти всичките 100 mV на напрежението между точките на заземяване са приложени към усилвателя.

Източникът може да бъде изолиран от земя посредством прибавяне на импеданса  $Z_{SG}$ , както е показано на фиг. 3.14. В идеалния случай импедансът  $Z_{SG}$  би трябвало да бъде безкрайно голям, но вследствие на утечното съпротивление и капацитета импедансът има някаква голяма, но крайна стойност. За случая,



Фиг. 3.14. При голям импеданс между източника и земята потенциалната разлика между точките на заземяване остава изолирана от товара, което намалява шума

когато  $R_{C2} \ll R_s + R_{C1} + R_L$  и  $Z_{SG} \gg R_{C2} + R_G$ , напрежението на шума на изводите на усилвателя е

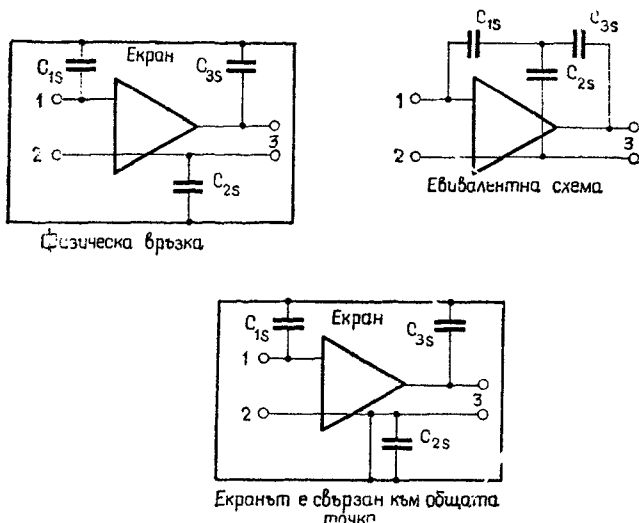
$$U_N = \left[ -\frac{R_L}{R_L + R_{C1} + R_s} \right] \left[ -\frac{R_{C2}}{Z_{SG}} \right] U_G. \quad (3.7)$$



Най-голяма част от намалението на шума, получено чрез изолиране на източника от земя, се дължи на втория член на израза 3.7. Ако  $Z_{SG}$  е безкрайно голямо, няма да има напрежение на шума, приложено към усилвателя. Ако импедансът  $Z_{SG}$  от източника към земя е  $1\text{ M}\Omega$  и всички останали стойности на елементите са същите, както в предишния пример, напрежението на шума на входа на усилвателя съгласно израза 3.7 сега ще бъде само  $0,095\text{ }\mu\text{V}$ . Това представлява едно намаление от  $120\text{ dB}$  спрямо първия случай, когато източникът беше заземен директно.

## ЕКРАНИ НА УСИЛВАТЕЛИ

Усилвателите с голямо усиление са често пъти затворени в метални екрани за защита против електрически полета. Въпросът, който възниква при такова екраниране, е къде трябва да бъде заземен екранът. Фиг. 3.15 показва паразитните капацитети, които съществуват между усилвателя и екрана. От еквивалентната схема може да се види, че паразитните капацитети  $C_{3S}$  и  $C_{1S}$  създават път на обратна връзка от изхода към входа. Ако тази обратна



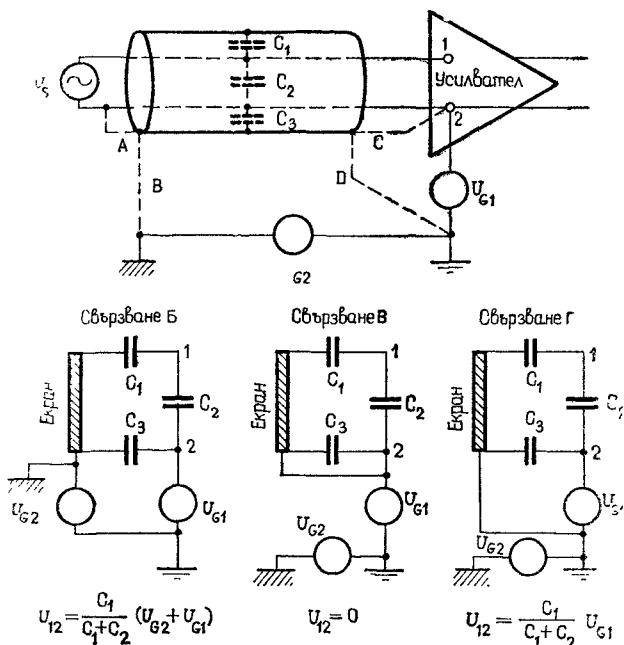
Фиг. 3.15. Екранът на усилвателя може да бъде свързан към общата точка на усилвателя

връзка не се елиминира, усилвателят може само да се възбуди. Единствената връзка на екрана, при която се елиминира нежеланата обратна връзка, е показана долу на фиг. 3.15, където екранът е свързан към общия извод на усилвателя. При свързване

на екрана към общата точка на усилвателя капацитетът  $C_{2S}$  е дален нахъсо и обратната връзка е елиминирана. Такова свързване на екрана трябва да бъде направено даже ако общата точка на усилвателя не е заземена.

## ЗАЗЕМЯВАНЕ НА КАБЕЛНИ ЕКРАНИ

Екраните на кабели, използвани за нискофреотни сигнали, трябва да бъдат заземени само в една точка, в случай че сигналният тракт има една точка на заземяване. Ако екранът бъде заземен в повече точки, ще протекат токове на шума. При екранирана двойка усукани проводници токовете през екрана могат да индуцират нееднакви напрежения в сигналния кабел и да се явят като източници на шум. При коаксиален кабел токът през екрана създава напрежение на шума, причинено от дробовия ефект във вътрешно-



Фиг. 3.16. При заземен усилвател най-доброто свързване на екрана е дадено при случай В, където екранът е свързан към общата точка на усилвателя

то съпротивление на екрана, както беше показано на фиг. 2.20. Обаче ако екранът се заземи само в една точка, къде трябва да бъде тази точка? Схемата на фиг. 3.16 показва усилвател с неговите

Входни изводи за сигнала към източник, който не е заземен. Генераторът  $U_{G1}$  представлява потенциалът на общата точка на усилвателя спрямо земния потенциал, а генераторът  $U_{G2}$  представлява разликата в потенциалите между двете точки на заземяване.

Тъй като екранът е заземен само в една точка, съществува капацитет между входните проводници и екрана, който създава връзка на шума. Входният екран може да бъде заземен във всяка една от четирите възможни точки през означените с пунктирани линии връзки, съответно  $A, B, C, D$ . Връзката  $A$  очевидно не е за предпочитане, тъй като тя създава възможност за протичането на шумов ток на екрана и по един от сигналните проводници. Такъв шумов ток на екрана, протичащ през импеданса на сигналния проводник, създава напрежение на шума, включено последователно на сигнала.

Трите долни схеми на фиг. 3.16 представляват еквивалентните схеми при връзки на заземяване съответно  $B, C$  и  $D$ . Външното напрежение, генерирано между входните изводи на усилвателя (точки 1 и 2), е шумово напрежение. При заземяване чрез връзка  $B$  напрежението на шума, създадено на входните изводи на усилвателя, е вследствие на генераторите  $U_{G2}$  и  $U_{G1}$  и капацитивния делител на напрежение, образуван от  $C_1$  и  $C_2$ . Тази връзка следователно е също неудовлетворителна. При връзката на заземяване  $C$  не съществува напрежение  $U_{12}$  независимо от стойностите на генераторите  $U_{G1}$  или  $U_{G2}$ . При връзка на заземяване  $D$  напрежението, създадено върху входните изводи на усилвателя, е вследствие на генератора  $U_{G1}$  и капацитивния делител на напрежение  $C_1$  и  $C_2$ . Единствената връзка, която отстранява напрежението на шума  $U_{12}$ , е връзката  $C$ . *Следователно за схема с незаземен източник на сигнала и заземен усилвател входният екран трябва да бъде винаги свързан към общата точка на усилвателя даже и ако тази точка не е директно заземена.*

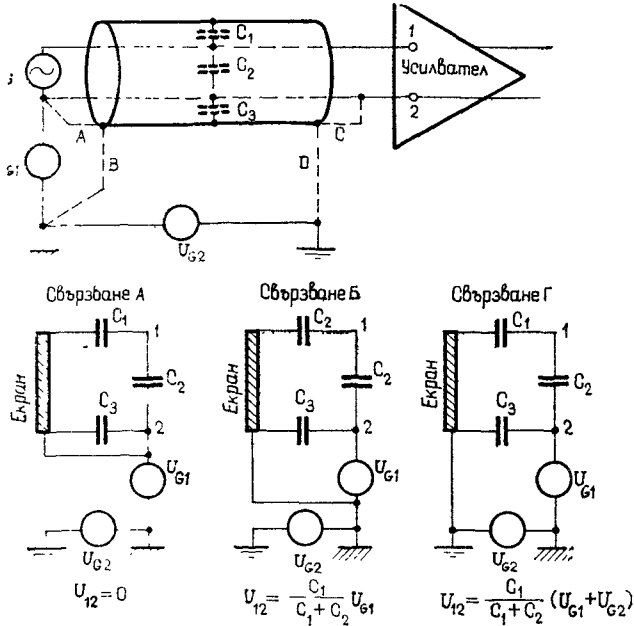
Случаят на незаземен усилвател, свързан към заземен източник, е показан на фиг. 3.17. Генераторът  $U_{G1}$  представлява потенциалът на общата точка на източника спрямо действителната земя в това място. Четирите възможни връзки за заземяване на екрана на входния кабел са дадени с пунктирани линии, означени съответно  $A, B, C$  и  $D$ . Връзка  $C$  очевидно не е за предпочитане, тъй като тя позволява протичането на шумовите токове на екрана през един от сигналните проводници, за достигането им до земята. В долната част на фиг. 3.17 са показани еквивалентните схеми на връзките за заземяване  $A, B$  и  $D$ . Както може да се види, единствено връзка  $A$  не създава напрежение между входните изводи на усилвателя.

*Следователно за случай на заземен източник и незаземен усилвател входът трябва да бъде свързан към общата точка на източника даже ако тази точка не е свързана директно към земя.*

Предпочитаните схеми на заземяване на екрана за ниски честоти на екранирана двойка усукани проводници и коаксиален ка-

бел са показани на фиг. 3.18. Схеми А до Г са заземени в точката на усилвателя или на източника, но не и в двата края.

В случай, когато сигналният тракт е заземен в двата края, теоретически възможното намаление на шума се ограничава от раз-

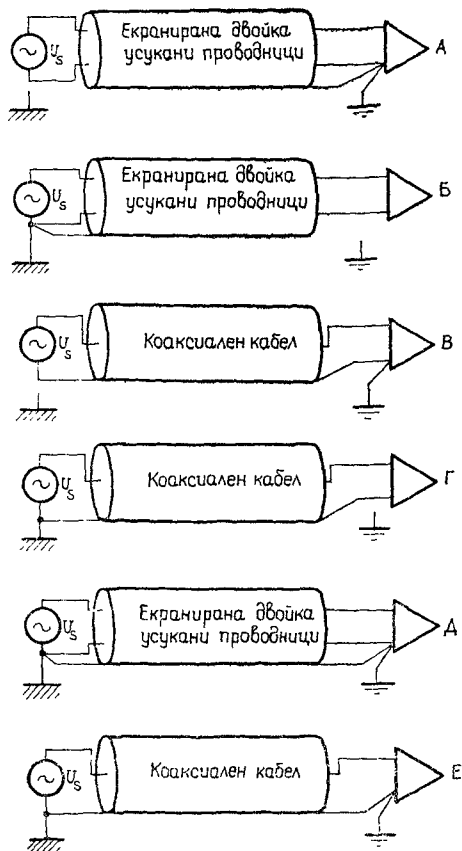


Фиг. 3.17. При заземен източник най-доброто свързване на екрана е дадено при случай А, където екранът е свързан към общата точка на източника. Такава конфигурация следователно може да бъде използвана при диференциален усилвател

ликата в земните потенциали и от чувствителността на контура на заземяване към магнитни полета. Предпочитаните конфигурации за заземяване на екрана при заземяване на сигналния тракт в двата края са дадени чрез схемите Д и Е на фиг. 3.18. При схема Е екранът на коаксиалния кабел е заземен в двата края, за да принуди тока на контура на веригата на заземяване да премине през ниския импеданс на екрана, а не през централния проводник. При схема Д екранираната двойка усукани проводници е също така заземена в двата края, за да се шунтира някакъв ток на веригата на заземяване към сигналните проводници. Ако се изисква по-голяма защитеност от шума, веригата на заземяване трябва да бъде прекъсната. Това може да бъде направено посредством из-

ползуване на трансформатори, оптически преобразуватели или диференциални усилватели.

За очакваните възможности на конфигурациите, показани на

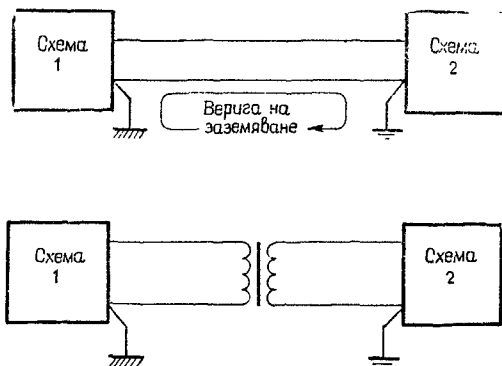


Фиг. 3.18. Схеми на заземяване, предпочитани при екраниране на усукани двойки проводници и коаксиални кабели на пискви честоти

фиг. 3.18, може да се съди и по резултатите от експеримента на магнитна връзка, представен на фиг. 2.22 и 2.23.

## РАЗДЕЛЯЩИ И НЕУТРАЛИЗИРАЩИ ТРАНСФОРМАТОРИ

Веригата на заземяване се образува, когато двата края на схемата са заземени, както е показано на фиг. 3.19. Веригата може да бъде прекъсната при използване на разделящ трансформатор, показан на долната схема на фигурата. При някои схеми се изиск-



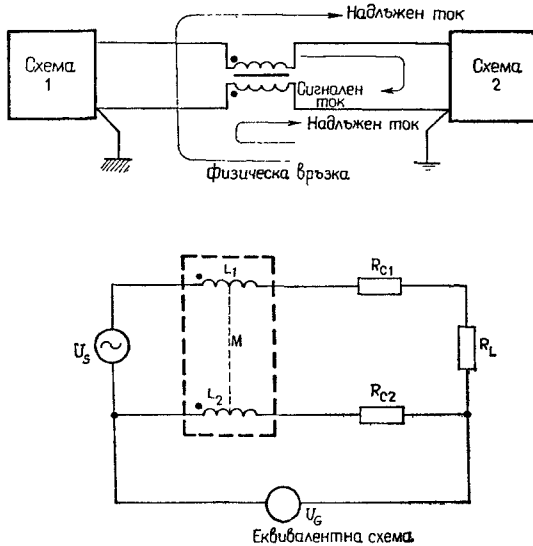
Фиг. 3.19. Веригата на заземяване между две схеми може да бъде прекъсната чрез вмъкване на изолиращ трансформатор

ва връзка по постоянен ток или на много ниски честоти и не може да се използва разделящ трансформатор. В такива случаи като трансформатор се използва т. нар. надлъжна бобина (неутрализиращ или балунтрансформатор), показана на фиг. 3.20. Трансформаторът, свързан по този начин, представлява много малък импеданс за тока на сигнала и същевременно позволява постояннотокова връзка. За протичащите в една посока токове на шума трансформаторът е голям импеданс.

Токът на сигнала, показан на фиг. 3.20, протича с постоянна големина, но в обратни посоки по двата проводника. Това е полезният сигнал и той се нарича диференциален ток. Токсвѐте на шума протичат в същата посока по двата проводника и са наречени надлъжни токове.

Възможностите на схемата на фиг. 3.20 могат да се анализират чрез използване на еквивалентната схема. Генераторът на напрежение  $U_S$  представлява напрежението на сигнала, което е свързано към товара  $R_L$  през проводниците със съпротивления съответно  $R_{C1}$  и  $R_{C2}$ . Неутрализиращият трансформатор е представен посредством индуктивностите  $L_1$  и  $L_2$  и взаимната индуктивност  $M$ . Ако двете намотки на трансформатора са еднакви и се намират на един и същ магнитопровод, тогава  $L_1$ ,  $L_2$  и  $M$  са равни. Генераторът на напрежение  $U_G$  представлява надлъжно напрежение

вследствие или на магнитната връзка на веригата на заземяването, или на разликата в потенциалите на точките на заземяване. Тъй като съпротивлението на проводника  $R_{C1}$  е последователно свързано с  $R_L$  и е с много по-малка величина, то може да бъде пренебрегнато.



Фиг. 3.20. При последователно съединени постояннотокови или нискочестотни вериги веригата на заземяване може да се прекъсне чрез използване на надлъжни бобини

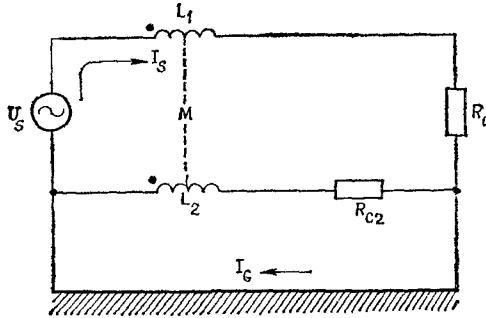
Първият етап в анализа е да се определи зависимостта на схемата от напрежението на сигнала  $U_S$ , като се пренебрегва влиянието на  $U_G$ . Схемата на фиг. 3.20 може да се преобразува във вида, показан на фиг. 3.21. В този си вид схемата е идентична на тази от фиг. 2.17. Там беше показано, че за честоти, по-големи от  $\omega = 5 R_{C2}/L_2$ , действително целият ток  $I_S$  се връща към източника през втория проводник, а не през равнината на заземяване. Ако  $L_2$  се подбере така, че най-ниската честота на сигнала да бъде по-голяма, отколкото  $5 R_{C2}/L_2$  rad/s, тогава  $I_G = 0$ . При тези условия напрежението по контура на веригата от долната схема на фиг. 3.21 може да се образува, както следва:

$$U_s = j\omega(L_1 + L_2)I_s - 2j\omega MI_s + (R_L + R_{C2})I_s. \quad (3.8)$$

Като се има пред вид, че  $L_1 = L_2 = M$ , и като се реши горният израз спрямо  $I_s$ , се получава

$$I_s = \frac{U_s}{R_L + R_{C2}} = \frac{U_s}{R_L}, \quad (3.9)$$

където  $R_L$  е много по-голямо от  $R_{C2}$ . Изразът 3.9 е същият, който трябва да бъде получен, ако трансформаторът не съществуваше. Следователно той не ще влияе на предаването на сигнала, ако



Фиг. 3.21. Еквивалентна схема на фиг. 3.20 за анализ на зависимостта от напрежението на сигнала  $U_s$

индуктивността на трансформатора е достатъчно голяма, така че работната честота  $\omega$  да остава по-голяма от  $5 R_{C2}/L_2$ .

Зависимостта на схемата от фиг. 3.20 от надлъжното напрежение  $U_G$  може да се определи при анализа на еквивалентната схема, показана на фиг. 3.22. Ако трансформаторът не съществуваше, общото напрежение на шума  $U_G$  се прехвърля в схемата върху  $R_L$ .

Когато трансформаторът е включен в схемата, напрежението на шума върху  $R_L$  може да се определи чрез решаване на уравненията, съставени по контурите на двете вериги, показани на чертежа. Сумата на напреженията по обиколката на външната верига дава

$$U_G = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 + I_1 R_L. \quad (3.10)$$

Сумата на напреженията по обиколката на долната верига е

$$U_G = j\omega L_2 I_2 + j\omega M I_1 + R_{C2} I_2 \quad (3.11)$$

Уравн. 3.11 може да се реши спрямо  $I_2$ . Получава се следният резултат:

$$I_2 = \frac{U_G - j\omega M I_1}{j\omega L_2 + R_{C2}}. \quad (3.12)$$

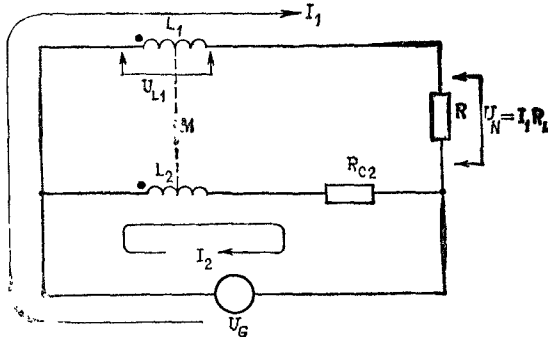
Като се има пред вид равенството  $L_1 = L_2 = M = L$ , като се замести изразът 3.12 в уравн. 3.10 и като се реши последното спрямо  $I_1$ , се получава



$$I_1 = \frac{U_G R_{C2}}{j \omega L (R_{C2} + R_L) + R_{C2} R_L} \quad (3.13)$$

Напрежението на шума  $U_N$  е равно на  $I_1 R_L$  и тъй като  $R_{C2}$  нормално е много по-малко от  $R_L$ , може да се напише

$$U_N = \frac{U_G R_{C2}^2 / L}{j \omega + R_{C2} / L} \quad (3.14)$$

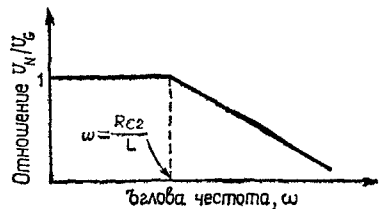


Фиг. 3.22. Еквивалентна схема на фиг. 3.20 за анализ на зависимостта от надлъжното напрежение  $U_G$

Графиката на зависимостта на отношението  $U_N/U_G$  от честотата  $\omega$  е показана на фиг. 3.23. За да се намали до минимум шумовото напрежение, съпротивлението  $R_{C2}$  трябва да се намали колкото е възможно повече, като индуктивността на намотките на трансформатора трябва да изпълнява условието

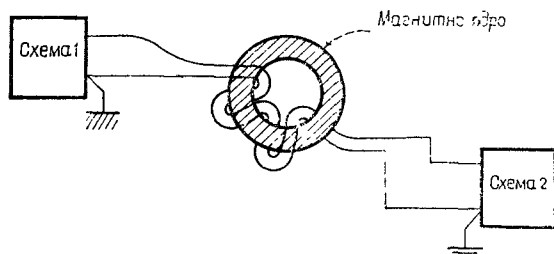
$$L \gg \frac{R_{C2}}{\omega}, \quad (3.15)$$

където  $\omega$  е честотата на шума. Трансформаторът трябва да бъде достатъчно голям, така че при известно разбалансиране на схемата протичащите в нея постоянни токове да не причиняват насищане на магнитопровода. Надлъжната bobина или неутрализиращият трансформатор, показан на фиг. 3.20, може да бъде направен лесно; обикновено проводници, свързващи две схеми, се навиват около магнитна сърцевина (тороид), както е показано на фиг. 3.24. Проводниците на сигнала, свързващи повече схеми, могат да бъдат



Фиг. 3.23. Напрежението на шума може да бъде значително, ако  $R_{C2}$  е голямо

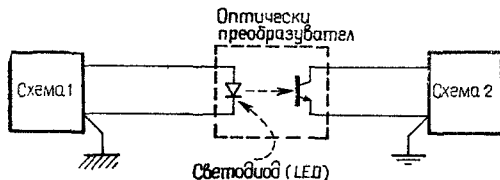
навити върху същата сърцевина, без да се предизвиква интерференция (прослушване) между схемите. По този начин една магнитна тороидална сърцевина може да служи като неутрализиращ трансформатор за повече схеми. Типичен неутрализиращ трансформатор, използван в телефонната техника, обединява 25—50 схеми.



Фиг. 3.24. Един прост начин за поместване на надлъжна бобина в схемата е двата проводника да се навият около тороидална магнитна сърцевина. На мястото на проводниците също така може да бъде използван коаксиален кабел

## ОПТИЧЕСКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Друго средство за прекъсване на веригата на заземяване между две схеми е използването на оптичните преобразуватели, показано на фиг. 3.25. Основният вид оптически преобразувател се състои от светодиоди (LED), оптически свързан с транзистор, диод или тиристор. Двата елемента са обединени в общ корпус. Този тип схеми дава почти отлично разделяне между схеми при известна разлика на потенциалите в точките на заземяване, защото един-



Фиг. 3.25. За прекъсване на веригата на заземяване може да бъде използван и оптически преобразувател

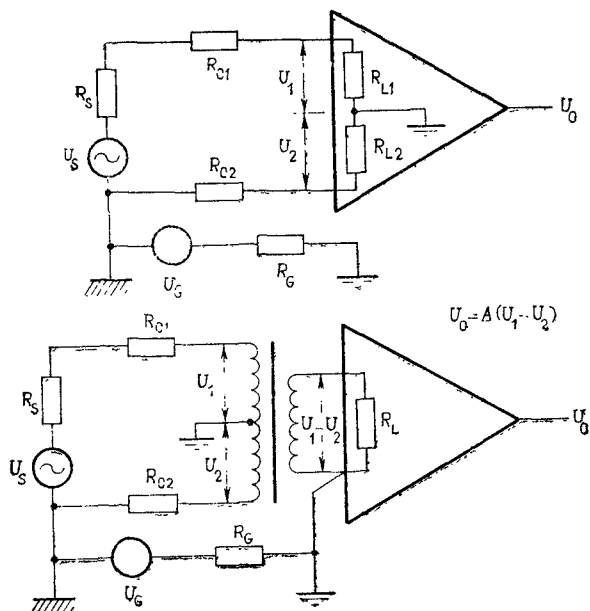
стенната връзка между схеми 1 и 2 се осъществява чрез светлинния лъч на оптичния преобразувател.

Оптичните преобразуватели са особено пригодни за приложение в цифровите схеми. За аналоговите схеми те са по-малко при-

ложими, защото линейността на преобразувателя не винаги е задоволителна. Понастоящем обаче са разработени аналогови схеми, използващи оптически методи за обратна връзка за компенсация на присъщата на оптическите преобразуватели нелинейност (Waaben, 1975).

## ДИФЕРЕНЦИАЛНИ УСИЛВАТЕЛИ

Диференциалният (със симетричен вход) усилвател може да се използва да намали влиянието на надлъжното напрежение на шума. Това е показано на горната схема на фиг. 3.26, където  $U_G$  е надлъжното напрежение. Диференциалният усилвател има



Фиг. 3.26. За намаляване ефекта от напрежението на шума чрез обща връзка могат да се използват диференциален усилвател или асиметричен усилвател с трансформатор

две входни напрежения  $U_1$  и  $U_2$ , а изходното напрежение  $U_0$  е равно на произведението на усилването на усилвателя ( $A$ ) и разликата от двете входни напрежения:  $U_0 = A(U_1 - U_2)$ .

Долната схема на фиг. 3.26 показва как заземен в единия си край (несиметричен) усилвател може да работи като симетричен усил-

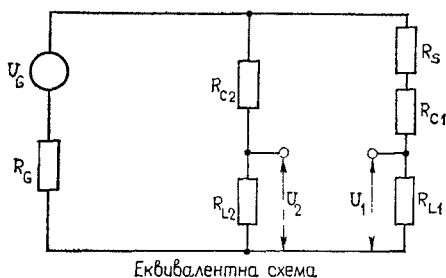
вател. Първичната намотка на трансформатора има среден извод, свързан към земя, а напреженията върху двете половини на намотката са  $U_1$  и  $U_2$ . Напрежението върху вторичната намотка (при преводно отношение на намотките 1:1) е равно на  $U_1 - U_2$ . Напрежението на изхода на усилвателя е равно на произведението на коефициента на усилване и разликата на напреженията  $U_1 - U_2$ , което представлява удвоеното изходно напрежение на симетричен усилвател.

Зависимостта на всяка от схемите, показани на фиг. 3.26 от напрежението на шума, може да се определи от еквивалентната схема, показана на фиг. 3.27. При съпротивление  $R_{L2}$ , много по-голямо от  $R_G$ , напрежението, приложено на входа на усилвателя е отчитане на шумовото напрежение, ще бъде, както следва:

$$U_N = U_1 - U_2 = \left( \frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_{C1} + R_s} - \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_{C2}} \right) U_G. \quad (3.16)$$

**Пример 3.2.** Ако на фиг. 3.27,  $U_G = 100$  mV,  $R_G = 0,01$   $\Omega$ ,  $R_s = 500$   $\Omega$ ,  $R_{C1} = R_{C2} = 1$   $\Omega$  и  $R_{L1} = R_{L2} = 10$  k $\Omega$ , тогава съгласно уравнение 3.16  $U_N = 4,6$  mV. Ако обаче  $R_{L1}$  и  $R_{L2}$  бяха 100 k $\Omega$  вместо 10 k $\Omega$ , тогава  $U_N = 0,5$  mV. Това представлява едно намаляване от почти 20 dB на входното напрежение на шума.

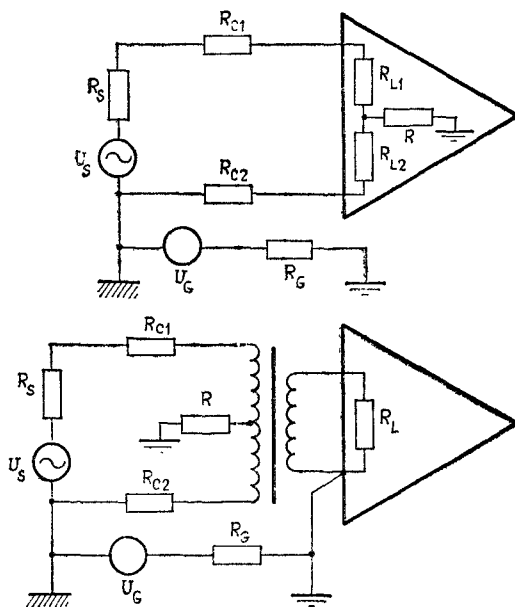
От горния пример е очевидно, че повишаването на входния импеданс ( $R_{L1}$  и  $R_{L2}$ ) на диференциалния усилвател намалява напрежението на шума, приложено на входа на усилвателя, вследствие на  $U_G$ . От израза 3.16 може да се види, че намаляването на съпротивлението на източника  $R_s$  също намалява шумовото напрежение, приложено към усилвателя. Фиг. 3.28 показва по какъв начин може да се преобразуват схемите от фиг. 3.26 с цел да



Фиг. 3.27. Еквивалентна схема за анализ на диференциален усилвател

се повиши входният импеданс на усилвателя спрямо надлъжното напрежение  $U_G$ , без да се увеличава входният импеданс за напрежението на сигнала  $U_s$ . Това е направено посредством прибавяне на резистора  $R$  в извода към земя, както е показано на фигура-

та. При използване на диференциален усилвател с високо входно съпротивление екранът на входния кабел и общата точка на източника трябва да бъдат заземени в точката на източника, както беше показано на фиг. 3.18 Б.



Фиг. 3.28. Напрежението на шума може да бъде намалено чрез включване на съпротивление  $R$  в извода към земя

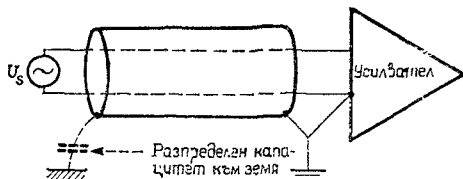
## ЗАЗЕМЯВАНЕ НА ЕКРАНА ПРИ ВИСОКИ ЧЕСТОТИ

При честоти, по-малки от 1 MHz, екраните нормално могат да се заземяват само в единия край. С други думи, както беше изяснено преди, по екрана могат да протичат силни променливи токове, които въвеждат шум в сигналния тракт. Заземяването в една точка следователно прекъсва веригата на заземяване на екрана и индуктираното в него напрежение.

За честоти над 1 MHz или когато дължината на кабела превишава  $\frac{1}{20}\lambda$ , често пъти е необходимо екранът да се заземи в повече точки, за да се гарантира, че той ще остане с един и същи потенциал на земята. При високите честоти възниква и един друг проблем: връзката чрез паразитните capacitети създава нова верига на заземяване, показана на фиг. 3.29. Това създава големи

трудности или невъзможност да се осигури izolация на незаземения край на екрана.

Общо правило е следователно за високи честоти да се заземява екранът на кабела в двата края. За дълги кабели заземяване може да се налага на разстояние всяка  $1/20$  дължина на вълната. На-



Фиг. 3.29. На високи честоти разпределеният капацитет към земя допълва веригата на заземяването

прежението на шума, което се получава като следствие на разликата в потенциалите на заземяване (най-вече за основни честоти и за техните хармонични), обикновено може да се отфилтрира благодарение на голямата разлика в честотите на шума и полезния сигнал. За честоти над един мегахерц скин-ефектът намалява връзката, създадена при протичането на токовете на шума и на сигнала през екрана. Скин-ефектът причинява протичане на шумовия ток по външната повърхност на екрана и протичане на тока на сигнала по вътрешната повърхност на екрана. Многократното заземяване осигурява и до голяма степен магнитно екраниране на по-високи честоти, когато се използва коаксиален кабел.

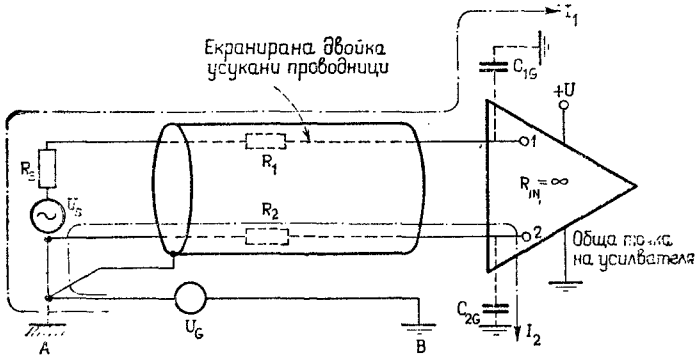
Свойствата на схемата, показана на фиг. 3.29, могат да бъдат използвани и като предимство, като паразитният капацитет се заземи с малък капацитет, който образува комбинирана или хибридна земя. За ниски честоти съществува реално заземяване само в една точка, тъй като импедансът на капацитета е голям. Обаче при високи честоти реактивното съпротивление на капацитета става малко, с което схемата се преобразува в схема със заземяване в повече точки. Подобна система на заземяване често се използва при схеми, които трябва да работят в широк честотен обхват.

## ЗАЩИТНИ ЕКРАНИ

По-голямо намаление на шума, отколкото постигнатото при използване на диференциален усилвател може да се получи при използване на усилвател със защитен екран. Той се разполага около усилвателя и е с потенциал, който предотвратява протичането на ток през вътрешното съпротивление на източник с несиметричен изход. Влиянието на защитния екран може най-добре да се обяс-

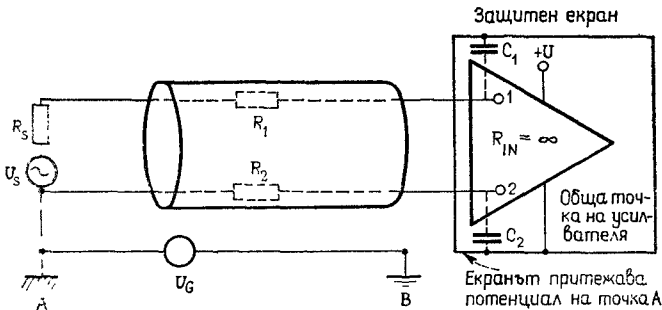
ни чрез разглеждането на пример, в който подобен екран се използва за елиминиране на влиянието от разликата в потенциалите на заземяване.

На фиг. 3.30 е показан усилвател, свързан към заземен източник на напрежение посредством екранирана двойка усукани проводници



Фиг. 3.30. Усилвателят и заземяният източник са свързани посредством екранирана двойка усукани проводници

водници. Напрежението  $U_G$  е надлъжно вследствие на разликата в потенциалите на заземяване.  $U_s$  и  $R_s$  са съответно диференциалното напрежение на сигнала и вътрешното съпротивление на



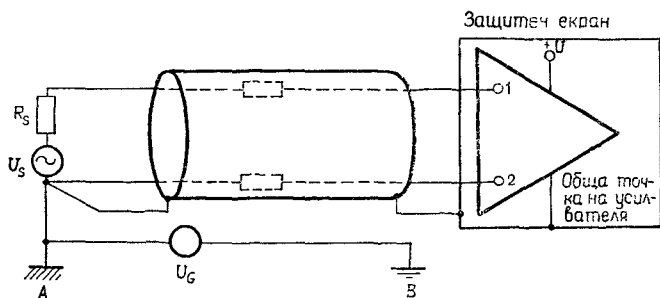
Фиг. 3.31. Защитен екран с потенциала на точка А елиминира токовете на шума

източника.  $R_{IN}$  е входният импеданс на усилвателя.  $C_{1G}$  и  $C_{2G}$  са паразитните капацитети между входните изводи на усилвателя и земя, включително и капацитетът на кабела. В схемата протичат два нежелани тока като резултат на напрежението  $U_G$ . Токът  $I_1$  протича през съпротивления  $R_s$  и  $R_1$  и през капацитета  $C_{1G}$ .

Токът  $I_2$  протича през съпротивлението  $R_2$  и  $C_{2G}$ . Ако всеки ток не протича през един и същ пълен импеданс, тогава на входа на усилвателя ще съществува диференциално напрежение. Ако обаче защитният екран се разположи около усилвателя, както е показано на фиг. 3.31, и екранът е с потенциална точка  $A$ , токовете  $I_1$  и  $I_2$  стават равни на нула, защото двата края на веригата са със един и същи потенциал. Капацитетите  $C_1$  и  $C_2$  сега се явяват между входните изводи и екрана.

Екранът елиминира докрай входното диференциално напрежение на шума. Не беше споменат обаче проблемът, как да стане екранът с потенциала на точка  $A$ . Един от начините да се направи това е показан на фиг. 3.32, където защитният екран е с потенциала на точката  $A$  чрез свързването му към екрана на кабела. Другият край на екрана на кабела е заземен в точка  $A$ . При това обсъждане е допуснато, че общият (долният) извод на източника е също с потенциала на точка  $A$ . Това ще рече, че не съществува създадено напрежение на шума между точка  $A$  и общия извод на източника. Ако съществува обаче известна вероятност за създаване на шумово напрежение между общата точка на източника и точката на заземяването  $A$ , защитният екран трябва да се свърже към общата точка на източника вместо директно към точка  $A$ .

Трябва да се отбележи, че свързването на усилвателя и екрана на фиг. 3.32 не противоречи на описаните преди правила. Кабелният екран е заземен само в една точка (точка  $A$ ). Екранът на входния кабел е свързан към общата точка на усилвателя. Екранът около усилвателя е също така свързан към общия извод на усилвателя.

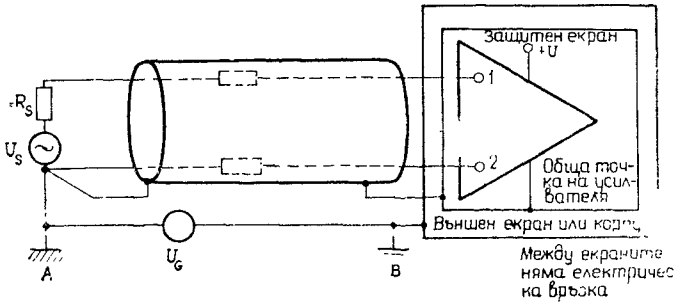


Фиг. 3.32. Защитният екран е свързан към точка  $A$  през екрана на кабела

При екранирания усилвател от фиг. 3.32, ако съществува точка на заземяване с потенциал  $B$  вътре в защитния екран на усилвателя, се повишава капацитетът от входните проводници към земя (незащитен капацитет). Следователно за да работи схемата, усил-



вателят трябва да се захранва от собствени батерии или захранването да бъде доведено до усилвателя чрез електростатично екраниран трансформатор. Нито една точка от екрана не трябва да контактува със земята в точка *B*, без да се сведе до нула неговото



Фиг. 3.33. Практическата схема често има втори екран около защитния

влияние. Практическата схема има втори екран, разположен около защитния екран, за да осигури целостта на защитата, както е показано на фиг. 3.33. Вторият или външният екран е заземен към локалната земя (точка *B*), като отговаря същевременно и на изискванията за безопасност.

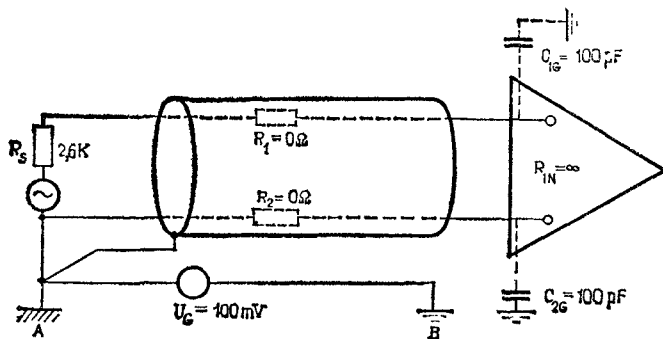
Защитният екран обикновено се прилага, когато трябва да бъдат измервани сигнали с много ниски нива или при наличие на напрежения в широк спектър от честоти, като при това са използвани всички възможни методи за намалението на индуктивния шум до неговия абсолютен минимум. Защитният екран може да се използва както за екраниране на несиметричен, така и на диференциален усилвател.

**Пример 3.3.** Да разгледаме числен пример съгласно фиг. 3.34 където  $R_1 = R_2 = 0$ ,  $R_s = 2,6 \text{ k}\Omega$ ,  $C_{1G} = 100 \text{ pF}$  и  $U_G = 100 \text{ mV}$  на 60 Hz. Реактивното съпротивление на 100 pF е 26 M $\Omega$  за 60 Hz. Диференциалното напрежение на шума върху входните изводи на усилвателя без защитен екран може да бъде изразено като

$$U_N = \left( \frac{R_s + R_1}{R_s + R_1 + Z_{1G}} - \frac{R_2}{R_2 + Z_{2G}} \right) U_G, \quad (3.17)$$

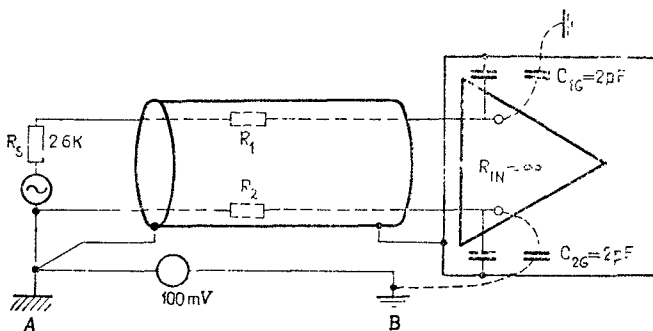
където  $Z_{1G}$  и  $Z_{2G}$  са съответно реактивното съпротивление на кондензаторите  $C_{1G}$  и  $C_{2G}$ . При замяна на членовете на израза 3.17 с техните числени стойности входното напрежение на шума при липса на защитен екран е 10 V. При използване на екран всеки от паразитните кондензатори на линията към земята се намалява до 2 pF, както е показано на фиг. 3.35. В този случай диференциалното напрежение на шума върху входните изводи на усилвателя при

поставен екран може да бъде изразено чрез израза 3.17, но сега входното шумово напрежение се намалява до  $0,2 \mu\text{V}$ , т. е. едно подобрене от 34 dB. Капацитетите от  $2\text{pF}$  към земя са вследствие на факта, че защитният екран не е идеален. Ако последният беше



Фиг. 3.34. Конкретен пример за илюстрация на нуждата от защитен екран

идеален, не би съществувал паразитен капацитет към земя и шумовото напрежение щеше да бъде нула. Трябва да се отбележи, че

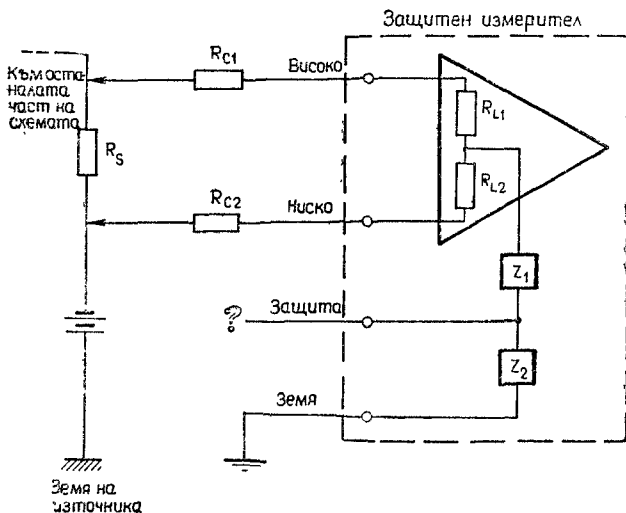


Фиг. 3.35. Защитният екран намалява капацитета на линията към земя, а следователно и напрежението на шума

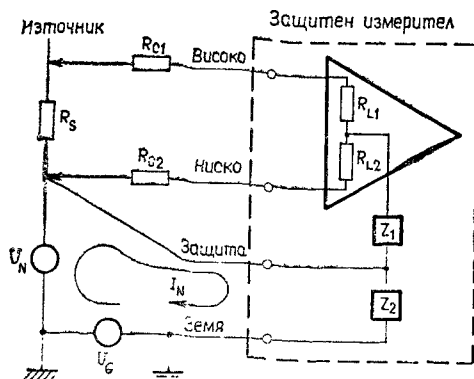
шумовото напрежение, индуктирано в усилвателя, се повишава с повишаването на честотата на източника на шума, тъй като импедансът на  $C_{1G}$  и  $C_{2G}$  намалява с повишаването на честотата.

## ЗАЩИТНИ ИЗМЕРИТЕЛНИ УРЕДИ

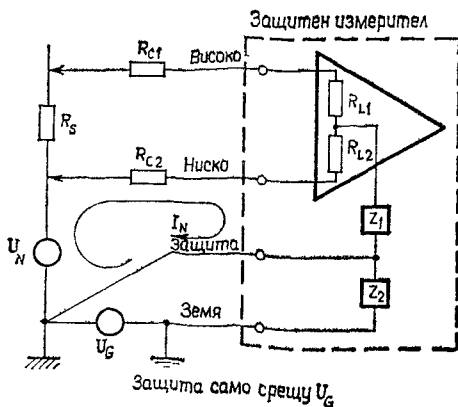
Изясняването принципа на работа на апаратура с използване на защитни екрани ще бъде от полза даже за специалисти, които не възнамеряват да проектират и конструират подобна апаратура. Много нови измерителни уреди са направени със защитни екрани



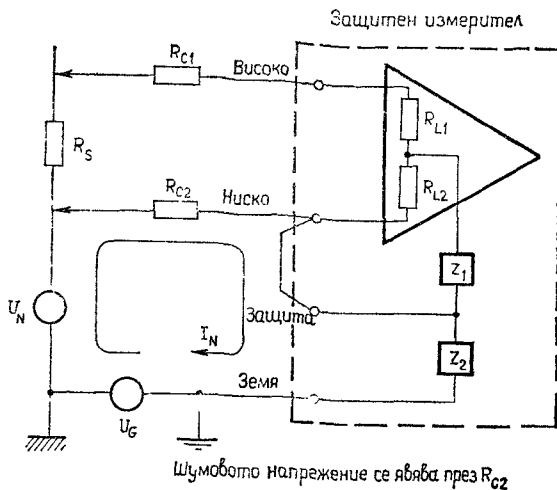
Фиг. 3.36. При използване на защитен измерител основният проблем е как да се свърже изводът на защитата



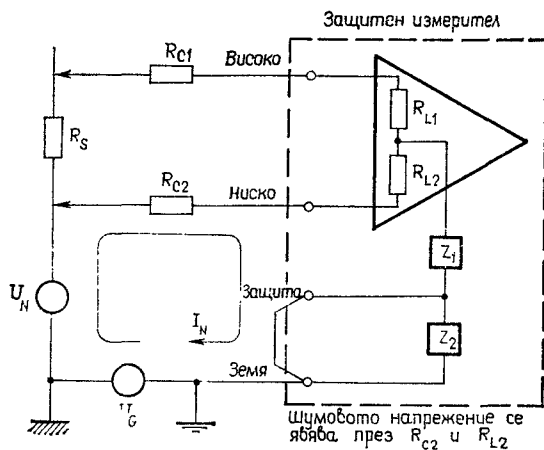
Фиг. 3.37. При измерване на напрежение върху  $R_S$  най-доброто свързване за защитата е то да бъде към нискоимпедансната страна на  $R_S$ ; в този случай токът на шума не влияе на усилвателя



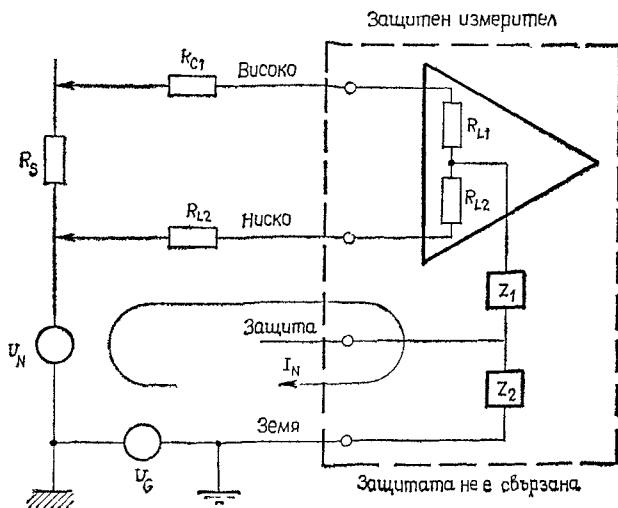
Фиг. 3.38. Свързването на защитния екран към земята на източника не защитава схемата от  $U_N$



Фиг. 3.39. Защита, свързана към долната част на измерителя, позволява токът на шума да протича през съпротивлението на линията  $R_{C2}$



Фиг. 3.40. Защита, свързана към отделна земя, е неэффективна; токът на шума протича през  $R_{C2}$ ,  $R_{L2}$  и  $Z_1$



Фиг. 3.41. Защитата не е свързана; токовете на шума, причинени от  $U_N$  и  $U_G$ , протичат през  $R_{C2}$ ,  $R_{L2}$ ,  $Z_1$  и  $Z_2$

(вж. фиг. 3.36). Работа на измерващия е да прецени и да съедини на подходящо място защитния екран към измерваната схема. При неразбиране от страна на измерващия на предназначението на защитния екран е възможно той да го остави несвързан или да го свърже към земята на измерителния уред; нито една от тези връзки обаче не дава оптимални резултати. За да се извлекат до минимум предимствата на защитния екран, трябва да бъде спазено следното правило: *Защитният екран трябва винаги да бъде свързан по такъв начин, че през никое от входните съпротивления да не може да протича произволен ток*. Нормално това означава да се свърже екранът към нискоомния извод на източника.

**Пример 3.4.** Да се отнесем към фиг. 3.36. Проблемът е да се измери със защитен цифров волтметър напрежението върху съпротивлението  $R_S$ , крайщата на което не са заземени. Коя е най-добрата връзка за защитния екран? Възможните пет начина за свързване на защитния екран са показани на фиг. 3.37 до 3.41. Напрежението  $U_G$  е диференциалното напрежение на заземяване и  $U_N$  е шумовото напрежение на батерията. Фиг. 3.37 показва случая на най-добра връзка с екран, свързан към нискоомния извод на източника. При това условие през входната верига на измерителя не протича шумов ток.

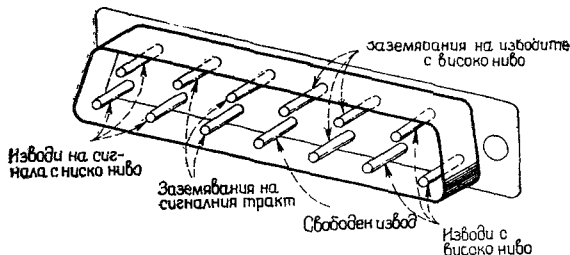
Връзката, показана на фиг. 3.38, където екранът е свързан към земята на източника, не е така добра, както предишната връзка. Тук токът на шума, създаден от генератора на напрежението  $U_G$ , не е проблем, но шумовият ток от  $U_N$  протича през импедансите  $R_{C2}$ ,  $R_{L2}$  и  $Z_1$  и създава шумово напрежение, което се прехвърля към усилвателя. Свързванията на фиг. 3.39, 3.40 и 3.41 допускат протичане на шумов ток през входната верига на измерителя и следователно не са за предпочитане.

## КАБЕЛИ И СЪЕДИНИТЕЛИ

Най-голяма вероятност от възникване на създадено по невнимание излъчване на заземителните вериги и лошо екраниране съществува при опроводяването на системите и особено когато различните групи на конструкцията имат различно функционално предназначение в рамките на интерфейса. Добрите вътрешни връзки също трябва да бъдат предмет на грижливо проектиране; те не са част от системата, която може да се конструира произволно и да бъде винаги правилна.

Винаги когато е възможно, трябва да се избягва обединяването на проводниците за сигнали с ниски нива и тези с високи нива на сигнала в един и същ кабел или кабелен сноп. Ако трябва да бъдат обединени проводниците с високи нива на сигнала, те се групират и се поставят в екран. Обикновено предпазни мерки трябва да се вземат заради проводниците с ниски нива на сигнала.

Подобно разделение по възможност трябва да се осъществи и при използване на съединители. Ако проводниците с ниски и високи нива излизат на един и същ съединител, те трябва да завършват на щифтовете които физически са разделени един от други.



Фиг. 3.42. При определяне предназначението на изводите в един съединител щифтовете с високо ниво и ниско ниво на сигнала трябва да бъдат разделени помежду си посредством заземителните изводи

Изводите на заземяването за отделните групи трябва да завършват на щифтове, разположени в средата между другите щифтове с високи нива и тези с ниски нива, както е показано на фиг. 3.42. Ако в съединителя не се използват всички щифтове, свободните също следва да се оставят по средата между двете групи.

При кабелна връзка между системи често се налага да се осигури цялостно екраниране на кабелите. Екраните на кабелите трябва да са свързани чрез съединителите. Когато на един съединител излизат няколко екранирани кабели, екранът на всеки кабел трябва да се свърже към отделен щифт. При свързване на всички екрани към един щифт могат да се създадат вериги на заземяване, които да позволяват протичане на изравнителни екранирани токове между отделните екрани.

Когато се налага екраниране на кабели с ниски нива на сигнала и те са заземени само в една точка, е необходима изолация на екрана. С това се предотвратява неволното допиране на екраните към земя в някоя друга точка.

## РЕЗЮМЕ

- За ниски честоти трябва да се използва система на заземяване в една точка.
- За високи честоти трябва да се използва система на заземяване в повече точки.
- Нискочестотната система трябва да има минимум три отделни вериги на заземяване. Те са:
  - заземяване на сигналния тракт,
  - заземяване на източниците на шум,
  - заземяване на конструкцията.

- Основните цели на една добра система за заземяване са намаляване до минимум на напрежението на шума от два тока към земя, протичаща през общ импеданс, избягване създаването на генериращи вериги на заземяване.
- При случай на връзка на заземен усилвател с незаземен източник екранът на входния кабел трябва да се свърже към общата точка на усилвателя.
- При случай на връзка на заземен източник с незаземен усилвател екранът на входния кабел трябва да се свърже към общата точка на източника.
- Екран, разположен около усилвател с голямо усилване, трябва да се свърже към общата точка на усилвателя.
- При заземяване на сигналния тракт в двата края образуваната затворена верига на заземяване е чувствителна към шумове от магнитни полета, диференциални напрежения към земя.
- Техническите средства за прекъсване на веригата на заземяване са:
  - разделящи трансформатори,
  - неутрализиращи трансформатори,
  - оптически преобразуватели,
  - диференциални усилватели,
  - защитени усилватели.
- За високи честоти екраните около сигналните проводници обикновено се заземяват в повече точки.

## БИБЛИОГРАФИЯ

- Ady, R., «Applying Opto-Isolators», *Electronic Products*, June 17, 1974.
- Bell Laboratories, *Physical Design of Electronic Systems*, Vol. 1, Chapter 10 (Electrical Interference); Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1970.
- Brown, H., «Don't Leave System Grounding to Chance», *EDN/EEE*, January 15, 1972.
- Buchman, A. S., «Noise Control in Low Level Data Systems», *Electromechanical Design*, September, 1962.
- Cushman, R. H., «Designer's Guide to Optical Couplers», *EDN*, July 20, 1973.
- Ficchi, R. O., *Electrical Interference*, Hayden Book Co., New York, 1964.
- Ficchi, R. O., *Practical Design For Electromagnetic Compatibility*, Hayden Book Co., New York, 1971.
- Frederick Research Corp., *Handbook on Radio Frequency Interference*, Vol. 3 (Methods of Electromagnetic Interference Suppression) Frederick Research Corp., Wheaton, Maryland, 1962.
- Morrison, R., *Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation*, Wiley, New York, 1967.
- Nalle, D., «Elimination of Noise in Low Level Circuits», *ISA Journal*, Vol. 12, August, 1965.
- National Electrical Code*, National Fire Protection Association, Boston, Mass., 1975. (This code is normally reissued every three years.)
- Waaben, S., «High Performance Optocoupler Circuits», International Solid-State Circuits Conference, Philadelphia, Pa., February, 1975.
- White, D. R. J., *Electromagnetic Interference and Compatibility*, Vol. 3 (EMI Control Methods and Techniques), Don White Consultants, Germantown, Maryland, 1973.

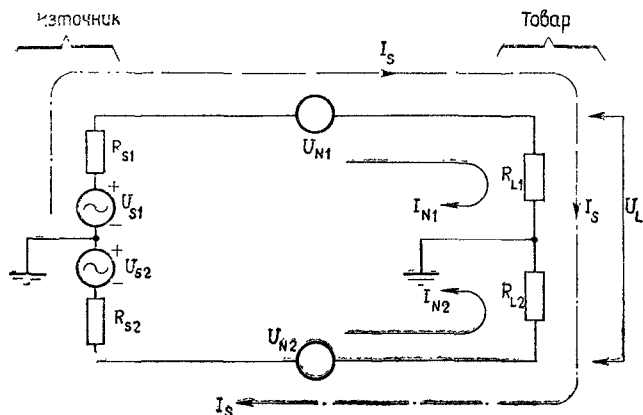


## ДРУГИ МЕТОДИ ЗА НАМАЛЯВАНЕ НА ШУМОВЕТЕ

# 4

### БАЛАНСИРАНЕ

Балансната схема представлява двупроводна система, при която двата проводника и всички вериги, свързани към тях, имат един и същ импеданс спрямо земя и спрямо всички други проводници. Целта на балансирането е да създаде еднакво индуктирано напрежение на шума в двата проводника, което ще представлява надлъжен или синфазен сигнал, който се унищожава в товара. Балансирането е метод за намаляване на шума, който може да се използва съвместно с екраниране, когато нивото на шума трябва да стане по-ниско от това, получено само при чисто екраниране. □



Фиг. 4.1. За условия на баланс  $R_{S1}=R_{S2}$ ,  $R_{L1}=R_{L2}$ ,  
 $U_{N1}=U_{N2}$  и  $I_{N1}=I_{N2}$

допълнение трябва да се отбележи, че балансирането намира място в някои приложения вместо екранирането като основно средство за намаляване на шума.

Приложението на диференциалния усилвател, както това беше показано преди на фиг. 3.26, е първата стъпка към създаване на балансирана схема. Усилвателят е с балансиран товар, но из-

точникът е несиметричен вследствие на съпротивлението  $R_s$ . Балансирането на източника спрямо земя с оглед на цялостния баланс на системата е показано на фиг. 4.1. В общия случай две напрежения на шум с произволна форма  $U_{N1}$  и  $U_{N2}$  са последователно включени на проводниците. Тези шумови напрежения създават токове на шума  $I_{N1}$  и  $I_{N2}$ . Източниците на напрежение  $U_{S1}$  и  $U_{S2}$  заедно създават тока на сигнала  $I_s$ . Общото напрежение  $U_L$  върху товара е

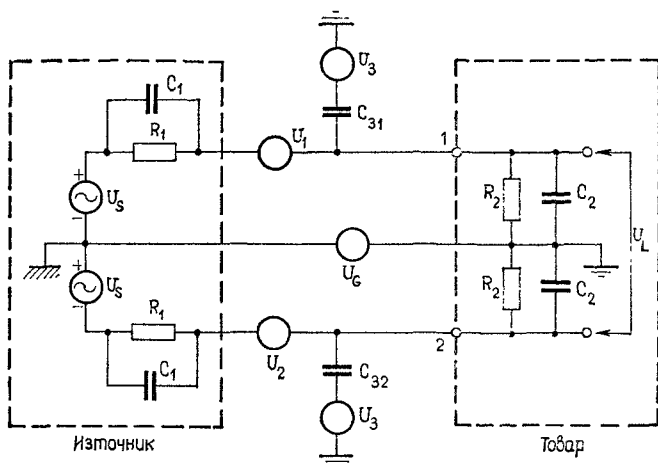
$$U_L = I_1 R_{L1} - I_{N2} R_{L2} + I_s (R_{L1} + R_{L2}). \quad (4.1)$$

Първите два члена на израза представляват напреженията на шума, а третият член представлява полезният сигнал. Ако  $I_{N1}$  е равно на  $I_{N2}$  и  $R_{L1}$  е равно на  $R_{L2}$ , тогава напрежението на шума върху товара ще бъде равно на нула. Уравн. 4.1 тогава се свежда до израза

$$U_L = I_s (R_{L1} + R_{L2}), \quad (4.2)$$

което представлява напрежението само вследствие на тока на сигнала  $I_s$

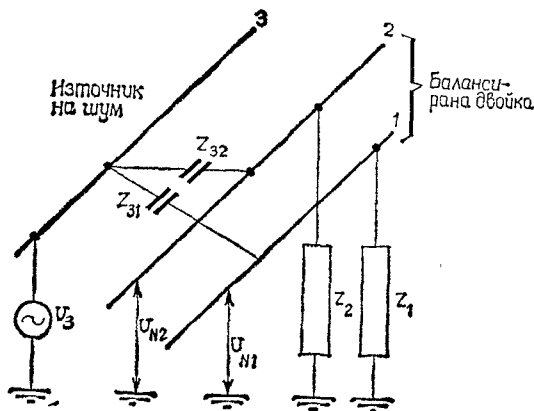
В балансната схема, показана на фиг. 4.2,  $U_1$  и  $U_2$  представля-



Фиг. 4.2. Балансирана схема, показваща индуктивно и капацитивно напрежение на шума и разлика в потенциалите на земите между източника и товара

ват индуктирани напрежения. Генераторът на напрежение  $U_3$  е шумово напрежение, което е капацитивно прехвърлено към схемата през  $C_{31}$  и  $C_{32}$ . Разликата в потенциалите на заземяване на източника и на товара е представена посредством  $U_G$ . Напрежението

на шума, създадено между изводите на товара 1 и 2 вследствие на  $U_3$ , може да се определи чрез използване на фиг. 4.3. Импедансите  $Z_1$  и  $Z_2$  представляват съответно импеданс към земя на проводниците 1 и 2.



Фиг. 4.3. Капацитивно прехвърляне в балансиранни проводници

При капацитивна връзка напрежението на шума, индуцирано в проводник 1 вследствие на напрежението  $U_3$ , е

$$U_{N1} = \left( \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{31}} \right) U_3. \quad (4.3)$$

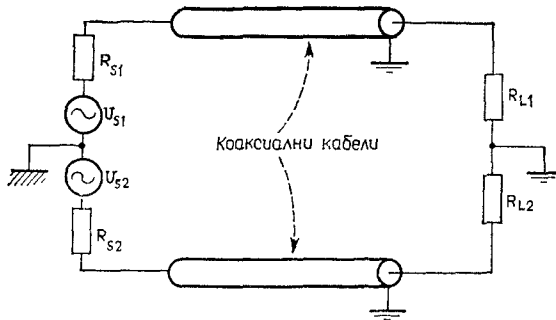
Напрежението на шума, индуцирано в проводник 2 вследствие на напрежението  $U_3$ , е

$$U_{N2} = \left( -\frac{Z_2}{Z_2 + Z_{32}} \right) U_3. \quad (4.4)$$

Ако схемата е балансирана, импедансите  $Z_1$  и  $Z_2$  са равни. Ако проводниците 1 и 2 са усукани, импедансът  $Z_{31}$  ще бъде приблизително равен на  $Z_{32}$ . При тези условия  $U_{N1}$  е приблизително равно на  $U_{N2}$  и капацитивно прехвърлените напрежения на шума ще се компенсират взаимно в товара. Усуканата двойка проводници следователно създава защита срещу капацитивната връзка, ако схемата е балансирана. Тъй като усуканият чифт дава също така и защита против магнитни полета, балансираната схема с използването на такава двойка осигурява защита против магнитното и електрическото поле, без да се екранират проводниците. Екраните все пак са за предпочитане, тъй като е доста трудно да се получи точно балансиране и следователно се налага допълнителна защита.

Усуканите двойки проводници или екранираните такива обик-

новено се използват в балансите схеми, тъй като усуканата двойка е присъща на симетричната конфигурация. Коаксиалният кабел, от друга страна, е присъщ на несиметричната конфигурация. Ако се използва коаксиален кабел в балансирана система, двата кабела могат да се използват по начина, показан на фиг. 4.4.



Фиг. 4.4. Използване на коаксиални кабелу в балансирану схему

За фиг. 4.2 трябва да се отбележи, че разликата между потенциалите на заземяване ( $U_G$ ) в точките на източника и товара създава равни по големина напрежения на изводите 1 и 2 на товара. Тези напрежения взаимно се унищожават, без да се създава ново напрежение на шум върху товара.

Степента на балансиране или т. нар. отношение на подтискане на синфазния сигнал (CMRR)\* е определена като отношение на синфазното (или надлъжното) напрежение на шума към създаденото от него диференциално напрежение на шума. Това отношение обикновено се изразява в децибели (dB)\*\*. Преобразуването на синфазното напрежение в диференциално е резултат на известно разбалансиране, съществуващо в системата. Съгласно фиг. 4.5 балансът (или CMRR) на схемата в децибели е

$$\text{баланс} = 20 \log \left( \frac{U_N}{U_M} \right) \text{ dB.} \quad (4.5)$$

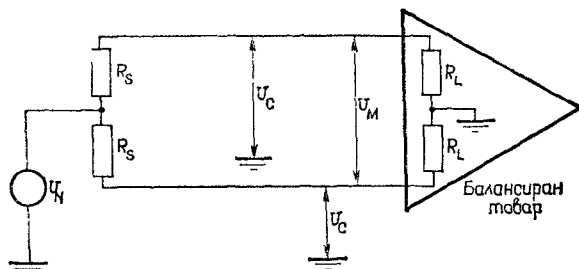
Ако вътрешните съпротивления на източника  $R_S$  са малки в сравнение с товарното съпротивление  $R_L$ , тогава синфазното напрежение  $U_C$ , е равно на  $U_N$  и  $U_C$  може да се използва в уравн. 4.6 вместо  $U_N$ . Тогава

$$\text{баланс} = 20 \log \left( \frac{U_C}{U_M} \right) \text{ dB.} \quad (4.6)$$

\*CMRR — Common-mode rejection ratio. (Б. пр.)

\*\*Вж. приложение А за определяне на децибели. (Б. а.).

Ако източникът и товарът на фиг. 4.5 са физически разделени на значително разстояние, обикновено се използва балансът, определен от израза 4.6, тъй като в този случай и двете измервания могат да се направят в единия край на схемата от страната на товара.



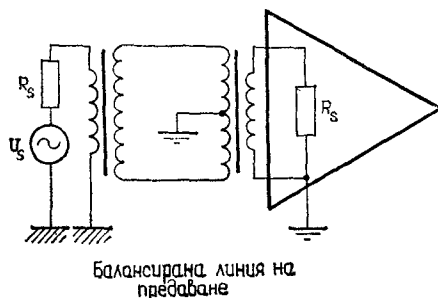
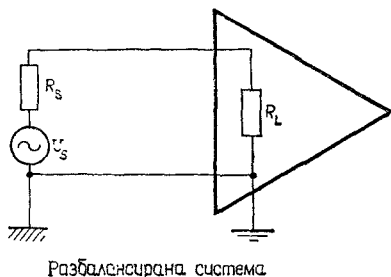
Фиг. 4.5. Балансиране на измерителна схема

Колкото е по-добър балансът на системата, толкова по-голямо е полученото намаление на шума. Ако балансът можеше да бъде направен идеален, в системата нямаше да влиза шум. Нормално при правилно проектирани схеми се постига баланс от порядъка на 60—80 dB. По-добро балансиране от това е възможно, но тогава се използват специални кабели и е необходима донастройка за всяка схема поотделно.

Балансът на една система зависи от баланса на източника, баланса на сигналните проводници и баланса на товара, както и от баланса на някои случайни или паразитни импеданси. Между двата входни проводника трябва да се постигне баланс на активните и реактивните съпротивления. Следователно активното и реактивното съпротивления на всеки проводник към земя трябва да бъде еднакво. Шум, проникнал в една балансирана схема, е функция от степента на разбалансиране и е право пропорционален на синфазното напрежение на шума. Балансът никога не може да бъде идеален и винаги в схемата съществува известно прехвърлено шумово напрежение, както и синфазни напрежения на шума. Последните могат да се намалят чрез подходящо екраниране и заземяване, което беше обсъдено в предишните глави, и чрез елиминиране на земята в единия край на схемата.

**Пример 4.1.** Схемата е конструирана с баланс 60 dB. Кабелите не са екранирани и вследствие на връзка на електрическо поле във всеки от тях е прехвърлено произволно напрежение приблизително 300 mV. Напрежението на шума в товара ще бъде следователно 60 dB по-ниско, или 300  $\mu$ V. Ако се постави около проводниците заземен екран, прехвърленото напрежение се намалява до 13 mV. Съответно напрежението на шума в товара ще бъде 60 dB по-ниско, или 13  $\mu$ V. Този пример показва, че влиянията на екра-

нирането и балансирането взаимно се допълват. Екранирането може да се използва да намали общия шум, проникнал в проводниците, а балансирането намалява частта от шума, проникнал към товара.



Фиг. 4.6. Част от схема с предавателна линия може да бъде балансирана посредством използването на два трансформатора

Балансът на схемите зависи също така и от работната честота. Обикновено колкото е по-висока честотата, толкова е по-трудно да се постигне добър баланс, тъй като случайните капацитети влияят по-силно върху схемата на високи честоти.

Познаването на баланса на отделните схеми или функционални възли\*, от които е изградена една система, не дава възможност да се предскаже балансът на цялата система след обединяването на елементите. Например разбалансираната на две или повече схеми могат взаимно да се допълват така, че общият баланс да бъде по-голям, отколкото е за всяка схема поотделно. От друга страна, схемите могат да се съчетаят така, че общият баланс да бъде по-лош, отколкото на всяка схема поотделно.

Един от пътищата за постигане на добър общ баланс на системата е да се проектира и постигне баланс за всяка схема поотделно, значително по-голям от желания баланс на системата. Този метод обаче води до не много икономична конструкция.

В друг случай на небалансирана система частта на линията за предаване на системата може да се балансира чрез използване на два трансформатора, както е показано на фиг. 4.6. Тъй като проводниците обикновено са най-чувствителни към прехвърляне на шум, такава система може да бъде много полезна при намалението на шума. Трансформаторите прекъсват известни затворени ве-

\*За измерване баланса на отделните схеми или възли може да се използва, където е приложима, методиката на ново предложението IEEE стандарт. Виж Guzik и Mc Lellan (1974). (Б. а.).

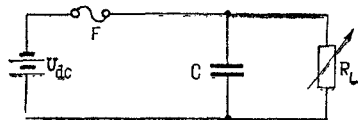
риги на заземяване и следователно елиминират шума вследствие на разлика в потенциалите на точките на заземяване на товара и източника.

## РАЗВЪРЗВАНЕ НА ТОКОЗАХРАНВАЩИТЕ УСТРОЙСТВА

В повечето електронни системи постояннотоковото захранване и токозахранващите вериги са общи за голям брой схеми. От голяма важност е следователно да се проектира системата на постояннотоковото захранване, така че да не се създаде канал за шумова връзка между схемите. Предмет на мощните системи с разпределени параметри е да се прилага приблизително постоянно напрежение към всички товари при условията на променливи товарни токове. Освен това известни променливотокови сигнали, възникнали в товара, не трябва да се разпространяват навън от токозахранването.

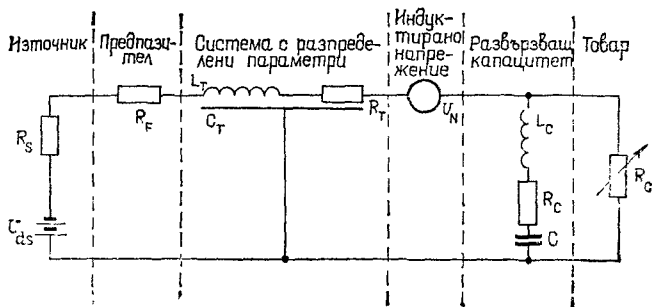
*Идеалният случай е токозахранването да има нулев импеданс като източник на напрежение.* За съжаление реалните токозахранващи устройства нямат нулев импеданс, с което представляват източник на връзка между схемите, които ги използват. Не само, че токозахранванията имат краен импеданс, но към него се прибавя и импедансът на проводниците, свързващи захранването и схемите. Фиг. 4.7 показва типична система на токозахранване, доколкото тя може да се изобрази схематично. Постояннотоковият източник — батерия, токозахранване или преобразувател — е с предпазител и е съединен към променливия товар  $R_L$  посредством два проводника. Към товар може да бъде свързан и местен проходен кондензатор.

За подробен анализ на обобщената схема от фиг. 4.7 може да се използва разширената еквивалентна схема от фиг. 4.8. Тук  $R_S$  е съпротивлението на източника на токозахранването и е функция от стабилността на токозахранващото устройство. Съпротивлението  $R_F$  представлява съпротивлението на предпазителя. Елементите  $R_T$ ,  $L_T$  и  $C_T$  представляват съответно разпределените съпротивления, индуктивност и капацитет на линията за предаване, свързваща токоизточника с товара. Генераторът на напрежение  $U_N$  е конкретен източник на шумово напрежение, представляващ връзка на шум от други схеми към проводниците. Развързващият капацитет  $C$  има съпротивление  $R_C$  и индуктивност  $L_C$ , свързани последователно с него. Съпротивлението  $R_L$  представлява товарът.



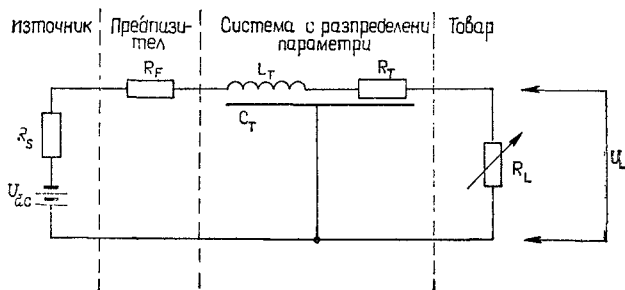
Фиг. 4.7. Схематично изображение на система за разпространение на постояннотокова енергия

Прехвърленото напрежение  $U_N$  може да бъде сведено до минимум чрез методите, обсъдени по-рано в глава 2 и 3. Влиянието на филтриращия кондензатор се обсъжда в един от следващите раздели. При елиминиране на филтриращия кондензатор и  $U_N$  от фиг. 4.8



Фиг. 4.8. Действителна схема на система за разпространение на постояннотокова енергия

се получава конфигурацията от фиг. 4.9. Тази схема се използва за определяне възможностите на системата с разпределени параметри. Проблемът може да бъде опростен още чрез разделяне анализа на схемата от фиг. 4.9 на две части. Първо се определят статичните или постояннотоковите параметри на системата и после се определят преходните или шумовите параметри на системата.



Фиг. 4.9. Схемата от фиг. 4.8 без развързващ кондензатор и индуктираното напрежение

Статичното падение на напрежението е определено от максималния товарен ток и от съпротивления  $R_S$ ,  $R_F$ , и  $R_T$ . Съпротивлението на източника  $R_S$  може да се намали чрез подобряване стабилизацията на токозахранващото устройство. Съпротивлението  $R_T$  на токозахранващата линия е функция на площта



на напречното сечение  $A$ , на дължината на проводниците ( $l$ ) и на специфичното съпротивление ( $\rho$ ) на проводниковия материал :

$$R_T = \rho \frac{l}{A} \quad (4.7)$$

Специфичното съпротивление  $\rho$  е равно на  $1,724 \cdot 10^{-6} \Omega/\text{cm}$  за медта. Минималното постоянно токово напрежение на товара е

$$U_L(\text{min}) = U_{dc}(\text{min}) - I_L(\text{max}) (R_s + R_F + R_T)_{\text{max}} \quad (4.8)$$

Преходните напрежения на шума на токозахранващата система с разпределени параметри се създават чрез внезапни промени в тока на товара. Ако се приеме, че промяната на тока е мигновена, величината на резултатната промяна на напрежението ще бъде функция от характеристичния импеданс ( $Z_0$ ) на захранващата линия:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_T}{C_T}} \quad (4.9)$$

Мигновената промяна на напрежението  $\Delta U_L$  върху товара тогава ще бъде

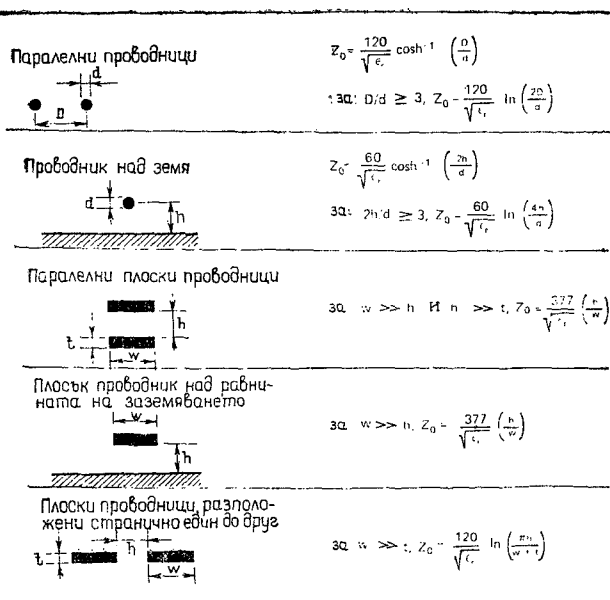
$$\Delta U_L = \Delta I_L Z_0 \quad (4.10)$$

Допускането за една моментална промяна на тока е реално за цифровите схеми, обаче не винаги е така за аналоговите схеми. Но даже и в случай на аналогови схеми характеристичният импеданс на токозахранващата линия с разпределени параметри може да бъде използван като коефициент на качество за сравнение на шумовите параметри на захранващите системи с разпределени параметри.

За да има една система най-добри шумови свойства, се изисква тя да има колкото е възможно по-нисък характеристичен импеданс — нормално няколко ома или по-малко. Уравн. 4.9 показва, че в този случай линията трябва да има голям капацитет и малка индуктивност.

Индуктивността може да се намали чрез използване на проводници с правоъгълно напречно сечение вместо кръгло и двата проводника да са приближени един до друг колкото е възможно повече. С тези мерки се повишава капацитетът на линията, а като изолация между двата проводника може да се постави материал с висока диелектрична проницаемост. Фиг. 4.10 дава характеристичния импеданс за проводници с различна конфигурация на напречното сечение. Тези изрази могат да бъдат използвани даже и в случаи, когато не се удовлетворяват условията на равенствата, дадени на фигурата. При тези условия уравненията дават високи стойности за  $Z_0$ , отколкото действителната стойност, тъй

като се пренебрегват граничните условия. Стойностите на относителната диелектрична проникваемост ( $\epsilon_r$ ) за различни материали са дадени в табл. 4.1. Оптималната токозахранваща линия трябва да бъде образувана от два плоски проводника, които са с възмож-



Фиг. 4.10. Характеристични импеданси за различни конфигурации и проводници

но най-голяма широчина, разположени един върху друг и приближени колкото е възможно повече.

За да се демонстрира трудността при създаването на качествена токозахранваща линия с много нисък импеданс, ще бъде от полза да се дадат няколко числени примера. Първо, нека да приемем, че два кръгли успоредни проводника са разположени на разстояние един от друг 1,5 пъти диаметъра им с изолиращ материал помежду им тефлон. Характеристичният импеданс ще бъде, както следва:

$$Z_0 = \frac{120}{(2,1)^{1/2}} \cosh^{-1}(1,5) = 80 \Omega.$$

Ако диелектричът помежду им беше въздух, импедансът ще бъде 115  $\Omega$ .

Като втори пример да вземем два плоски проводника с дебелина 0,069 mm и широчина 1,27 mm, разположени странично върху печатна платка от епоксидна смола. Ако проводниците са на раз-

Относителна диелектрична проницаемост за различни материали

Материал	$\epsilon_r$
Въздух	1,0
Полиетилен порьозен	1,6
Полиетилен клетъчен	1,8
Тефлон	2,1
Полиетилен	2,3
Полистирол	2,5
Найлон	3,0
Каучук силиконов	3,1
Поливинилхлорид (PVC)	3,5
Епоксидна смола	3,6
Делрин	3,7
Епоксидно стъкло	4,7
Милар	5,0
Полиуретан	7,0

стояние 1,27 mm един от друг, характеристичния импеданс ще бъде

$$Z_0 = \frac{120}{(3,6)^{1/2}} \ln \frac{1,27\pi}{1,339} = 69 \Omega.$$

За въздушен диелектрик импедансът ще бъде 131  $\Omega$ . Действителният импеданс е някъде между тези две стойности, тъй като при печатната платка част от полето е във въздушна среда и част от него в смолата.

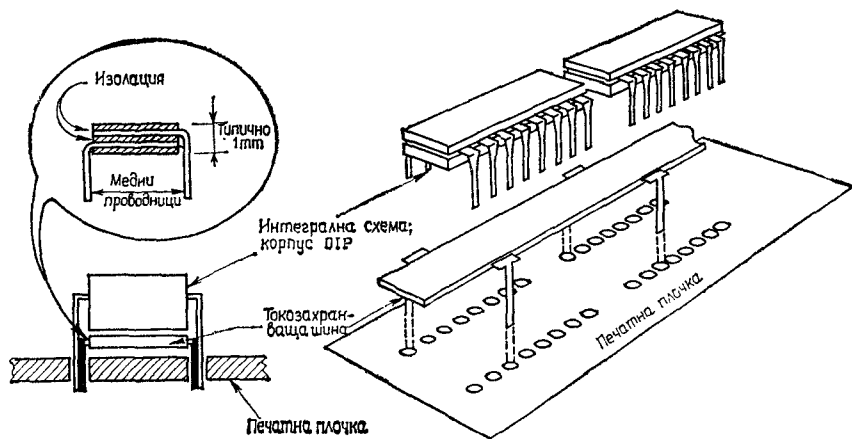
Горните два примера са с обща конфигурация и нито един от тях не създава линия на предаване с много нисък импеданс. Ако обаче два плоски проводника с ширина 6,35 mm се разположат един върху друг и се разделят посредством тънък (0,127 mm) лист от милар, характеристичният импеданс ще бъде

$$Z_0 = \frac{377}{(5)^{1/2}} \left( \frac{0,127}{6,35} \right) = 3,4 \Omega.$$

Такава конфигурация на токозахранващата линия притежава достатъчно нисък импеданс. Такива индустриално-произведени токозахранващи линии се използват при монтаж на интегрални схеми върху печатни платки, както е показано на фиг. 4.11.

Трудността на получаването на токозахранващи линии със задължително нисък импеданс обикновено налагат и включването на развързващ кондензатор върху изводите на товара, за осигуряване на нисък импеданс. Въпреки че това дава добри практически резултати, кондензаторът не осигурява нисък импеданс на всички честоти вследствие на неговата последователна индуктив-

ност. Ако обаче токозахранващата линия е конструирана правилно, развързващият капацитет осигурява нисък импеданс даже за високи честоти.



Фиг. 4.11. Индустриален тип токозахранваща шина с нисък импеданс

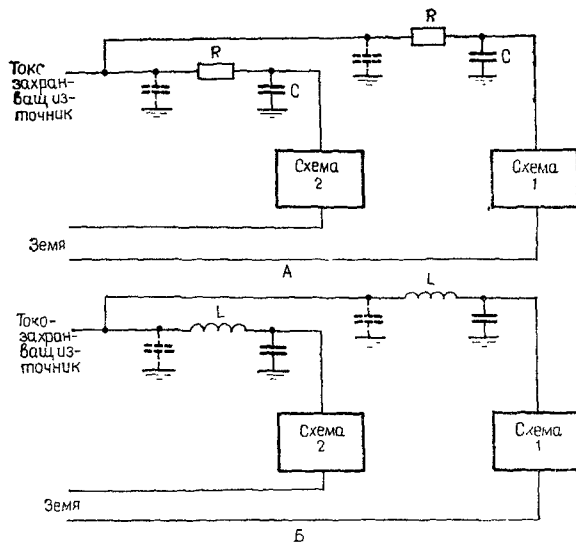
## АЗВЪРЗВАЩИ ФИЛТРИ

Тъй като токозахранващите устройства и линии не са идеалният източник на напрежение, нормално е възприето в практиката да се използва известно развързване на всяка схема или група от схеми за намаляване на шумовата връзка през захранващата система. Това е особено важно, когато токозахранването не се намира под контрола на проектиращия мощни консуматорни схеми. Обикновено се използват резисторно-капацитивни и индуктивно-капацитивни развързващи вериги за отделяне на схемите от токозахранването, за елиминиране на връзката между схемите и избягване на проникване на шум от токозахранването към схемите. При пренебрегване на кондензаторите, означени с пунктир, фиг. 4.12 дава две от горните решения. Когато се използва  $R-C$  филтър от фиг. 4.12А, падението на напрежение в съпротивлението причинява намаляване на захранващото напрежение. Това падение нормално ограничава степента на филтриране, възможна при тази конфигурация.

$L-C$  филтърът от фиг. 4.12Б дава възможност за по-добро филтриране — специално за високи честоти — присъщите загуби в токозахранващото напрежение.  $L-C$  филтърът обаче има резонансна честота

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (4.11)$$

при която сигналът, преминал през филтъра, може да бъде по-голям, отколкото ако не беше използван филтър. При по-внимателен анализ се вижда, че резонансната честота е добре да бъде по-



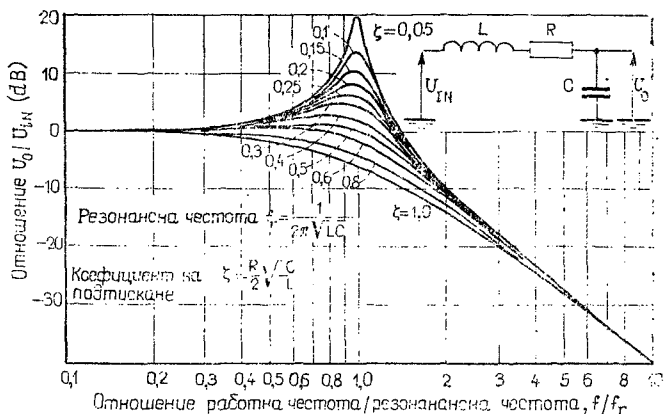
Фиг. 4.12. Развързване на схема чрез: (А) резистивно-капацитивна и (Б) индуктивно-капацитивна развързващи вериги

ниска от пропусканата лента на схемата, свързана към филтъра. Коэффициентът на усилване на  $L-C$  филтър на резонансната честота е обратно пропорционален на коэффициента на затихване

$$\xi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (4.12)$$

където  $R$  е съпротивлението на индуктивността. Характеристиката на  $L-C$  филтър в близост до резонанса е показана на фиг. 4.13. С цел да се ограничи усилването за резонансната честота под 2dB, коэффициентът на затихване трябва да бъде по-голям от 0,5. Ако се налага да се увеличи затихването, се включва допълнителен резистор последователно с индуктивността. Индуктивността трябва да пропуска целия постоянен ток на схемата, без да достигне до насищане. Допълнителният кондензатор, означен с пунктир на фиг. 4.12, може да се прибави към всяка секция, за да повиши филтрирането спрямо шума, идващ от схемата към токозахранването ѝ. С него филтърът се преобразува в  $\pi$ -филтър.

Като се вземе под внимание шумът, разсейващите филтри от вида на  $R-C$  схемата на фиг. 4.12А са за предпочитане пред реактивните филтри от  $L-C$  схемата от фиг. 4.12Б. При първите нежеланото напрежение на шума се превръща в топлина и изчез-



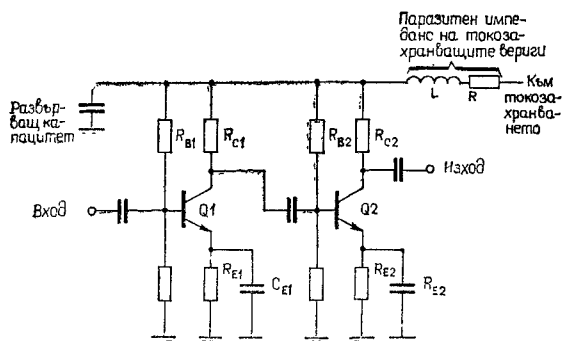
Фиг. 4.13. Влияние на коефициента на затихване върху характеристиката на филтъра

ва като източник на шума. При реактивните филтри напрежението на шума само се разпространява наоколо. Вместо да се яви върху товара, напрежението на шума се явява върху индуктивността, откъдето то може да бъде излъчено и по такъв начин да възникне шумов проблем за някоя друга част от схемата. Тогава ще бъде необходимо да се екранира индуктивността за елиминиране на излъчването.

## РАЗВЪРЗВАНЕ НА УСИЛВАТЕЛИТЕ

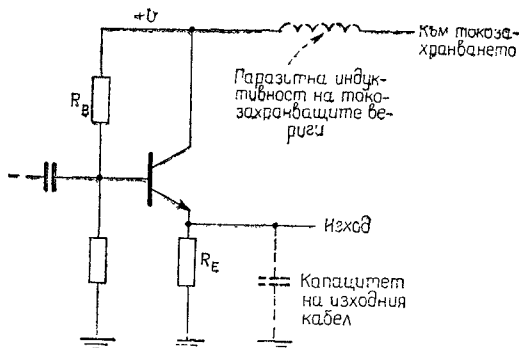
Даже ако само един усилвател е свързан към токозахранването, пак трябва да се вземе под внимание импедансът на токоизточника. Фиг. 4.14 показва схемата на типичен двустъпален трапзисторен усилвател. При анализа на тази схема е допуснато, че променливият импеданс между проводниците на токозахранването и земята е равен на нула. Това е доста трудно да се осъществи (защото токозахранващото устройство и проводниците му имат крайни индуктивност и съпротивление), освен ако не се включи развързващ кондензатор между токозахранването и земята на усилвателя. Този кондензатор служи като късо съединение за честотния обхват, в който усилвателят е в състояние да усилива. Този честотен обхват може да бъде много по-широк, отколкото обхва-

тът, в който работи усилвателят. Ако тази връзка не представлява късо съединение на изводите на захранването на усилвателя, схемата може да даде известно променливотоково усилване и в проводниците на захранването. Това напрежение на сигнала в



Фиг. 4.14. Развързване на токозахранването на двустъпален транзисторен усилвател

проводниците на захранването може да се върне обратно към входа на усилвателя през съпротивлението  $R_{B1}$  и е възможно да причини самовъзбуждане.



Фиг. 4.15. Емитерен повторител с капацитивен товар

Емитерен повторител, натоварен на изхода с капацитивен товар като например линия за предаване, е особено чувствителен към високочестотни генерации вследствие на нееднаквото развързване на токозахранването\*. Фиг. 4.15 показва подобна схема. Ко-

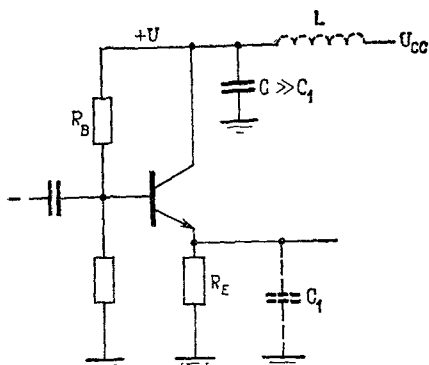
\*Даже ако токозахранването е с нулев импеданс, емитерният повторител с капацитивен товар може да се самовъзбуди, ако е неправилно конструиран. (Вж. Joysе и Clarke (1961), стр. 264—269. (Б. а.).

лекторният импеданс  $Z_c$ , състоящ се от паразитната индуктивност на токозахранващите проводници, се повишава с нарастване на честотата, а емитерният импеданс  $Z_e$  същевременно намалява вследствие на капацитета на кабела. За високи честоти транзисторът ще има следователно голямо усилване в колектора си:

$$\text{усилване на напрежение} \approx \frac{Z_c}{Z_e}. \quad (4.13)$$

Това създава променливотокова положителна обратна връзка при транзистора през базовото съпротивление  $R_b$ , с което се създава възможност за самовъзбуждане. Ако предходните стъпала на същия усилвател са свързани към същата захранваща линия, обратната връзка може да се подаде и към тях и с това възможността за самовъзбуждане да стане още по-голяма. Самовъзбуждането често е в зависимост от наличието или отсъствието на изходния кабел, тъй като последният създава емитерен капацитет и оттук усилване на високи честоти и фазова инверсия през транзистора.

За да се елиминира влиянието на паразитната индуктивност на захранващите проводници, трябва да се осъществи добро ВЧ заземяване на захранващите изводи на усилвателя. Това може да се постигне чрез включване на кондензатор между захранващия извод и добра ВЧ земя на усилвателя, както е показано на фиг. 4.16. Стойността на капацитета трябва да бъде значително по-



Фиг. 4.16. Емитерен повторител, свързан спрямо токозахранването

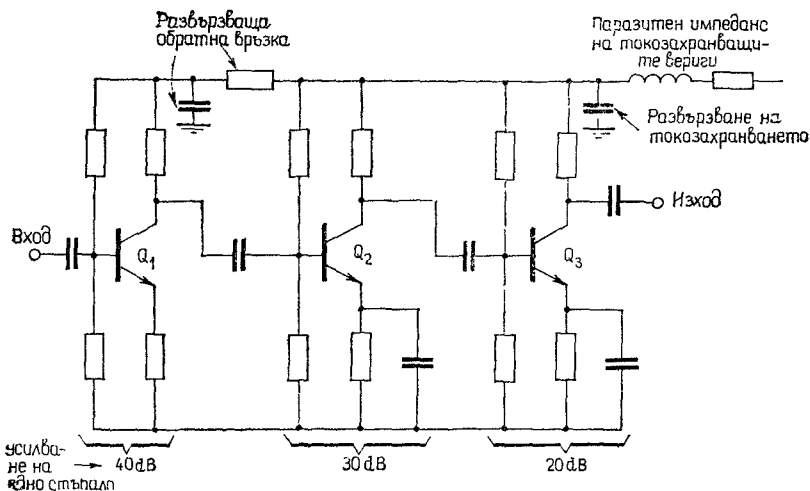
голяма, отколкото е максималната стойност на капацитета в емитера. Това гарантира, че усилването за високи честоти в колектора ще бъде винаги по-малко от единица.

Даже ако кондензаторът се включи директно на захранващите изводи на усилвателя, не може да се подsigури нулев импеданс на захранването. Следователно винаги ще съществува известен сигнал, който се подава през обратната връзка на захранващите проводници на входа на усилвателя. При

усилватели с усилване, по-малко от 60 dB, тази обратна връзка обикновено не е достатъчна, за да причини самовъзбуждане. При усилвателите с голямо усилване обратната връзка от изхода към входа през токозахранването може често да причини



ни самовъзбуждане. Положителната обратна връзка може да се елиминира чрез включване на  $R-C$  филтър в токозахранването на първото стъпало, както е показано на фиг. 4.17. Падението на постоянно напрежение върху съпротивлението на фил-



Фиг. 4.17. Развързваща обратна връзка между отделните стъпала на усилвателя

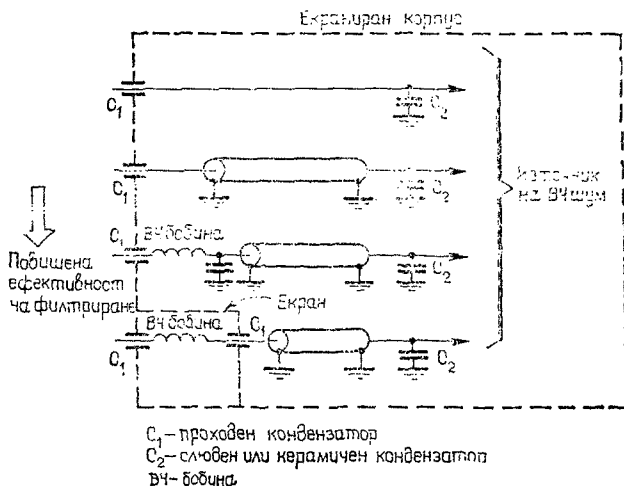
търа не е от голямо значение, тъй като първото стъпало работи при малки нива на сигнала и следователно не изисква голямо захранващо напрежение.

## ВИСОКОЧЕСТОТНО ФИЛТРИРАНЕ

Металните корпуси на апаратурите често се използват като екрани за предотвратяване от излъчване на шум на шумящи или високочестотни схеми. За да бъдат ефективни тези екрани, всички проводници, влизачи или напускащи екрана, трябва да бъдат филтрирани, за да се предотврати провеждането на шума навън от екрана. За звукови честоти използването на развързващи филтри, подобни на описаните по-горе за токозахранването, дават удовлетворителни резултати. Обаче за високи честоти следва да се обърне специално внимание при конструирането, за да се повиши ефективността на филтъра. Когато проводниците минават през екрана, се използват проходни кондензатори\*, а слюдени или ке-

\*Вж. глава 5 за по-нататъшно разглеждане на проходните кондензатори (Б. а.).

рамични кондензатори с къси изводи се включват непосредствено в края на схемите от проводниците към земя. Такова свързване и освен това останалите три начина за филтриране на токозахранващите проводници, водещи към ВЧ схеми, е показано на фиг. 4.18.



Фиг. 4.18. Различни методи за ВЧ филтриране. Ефективността се повишава отгоре надолу

Екранирането на проводниците вътре в корпуса намалява количеството на шума, прехвърлян към тях. Допълнително филтриране може да се получи чрез използване на  $C-L-C$   $\pi$ -филтър с два кондензатора и една индуктивност (ВЧ бобина). По-нататък  $\pi$ -филтърът може да бъде подобрен чрез затваряне на ВЧ бобина в отделен екран, поместен вътре в основния екран, за да се предотврати прехвърлянето на шум към малкия екран. При всички описани по-горе филтри дължината на изводите на кондензаторите и заземителните връзки на екрана трябва да се запазят колкото е възможно по-къси.

## ШИРОЧИНА НА ПРОПУСКАНАТА ЛЕНТА НА СИСТЕМАТА

Един прост, но често пъти пренебрегван метод за намаляване на шума в системата е да се ограничи широчината на пропусканата лента, която се търси за полезния сигнал. Използването на по-широка лента, отколкото е необходима за сигнала, позволява в схемата да навлязат допълнителни шумови честоти. Същият

принцип се прилага и при логически схеми. Бързодействащата логика е много по-подходяща за създаване на високочестотна интерференция, отколкото бавнодействащите броячни устройства.

## МОДУЛАЦИЯ И КОДИРАНЕ

Възприемчивостта на системите към интерференция е функция не само на екранирането, заземяването и т. н., но и на възприетия принцип на кодиране или модулиране на сигнала. Системите са аналогова модулация, като имплицитна, честотна и фазова, имат свойствена на тях устойчивост на шумови въздействия. Например честотната модулация е изключително нечувствителна към амплитудно модулирани шумови смущения. Цифровите методи като амплитудно-импулсно, широчинно-импулсно, честотно-импулсно кодиране могат да се използват за повишаване устойчивостта към шума. Шумоустойчивостта на различните кодиращи и модулационни системи е напълно достатъчно и подробно разгледана в съществуващата литература (Panter) (1965), Schwartz(1970) и Schwartz и др. (1966) и няма да се повтаря тук.

## ЦИФРОВИ СИСТЕМИ

Въпреки че разгледаните досега технически средства за намаляване на шума могат да се приложат към всички схеми — както цифрови, така и аналогови, полезно ще бъде да се види как някои от особеностите на цифровите схеми влияят върху шумовите характеристики на схемите. На пръв поглед изглежда, че малките ключови схеми в интегрално изпълнение, чиято консумация възлиза само на няколко милиампера постоянен ток, не могат да бъдат сериозен източник на шум. Когато обаче скоростта на превключване е значителна, проблемът излиза наяве. Например типичен TTL (транзисторно-транзисторна логика) елемент консумира 5mA в положение «включено» и 1 mA в положение «изключено». Промяната на тока е само 4 mA, но това се извършва за 5ns. Ако токозахранващите проводници към схемата имат индуктивност от порядъка на 0,5 μH, напрежението на шума, създадено в проводниците на захранването при промяна в състоянието само на един логически елемент, ще бъде

$$U = L \frac{di}{dt} = 0,5 \times 10^{-6} \frac{4 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-9}} = 0,4 \text{ V.}$$

Като се умножи тази стойност по големия брой ключови схеми, които нормално съществуват в една система, и отчитайки, че стандартното захранващо напрежение за логическите схеми е само 5V,

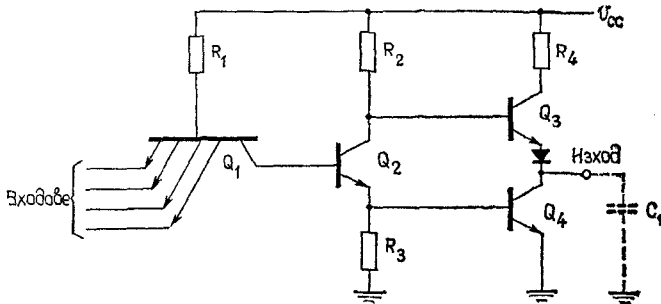
става очевидно, че това може да стане един от главните шумови проблеми в една система.

Когато конструкторът се занимава с проектиране на импулсни и цифрови схеми, полезно е винаги да се има пред вид една приблизителна идея за честотния спектър, който се съдържа в импулсите. Ако е известно времето на фронта на импулса  $t_r$ , може да се използва един приблизителен израз, който дава връзката между времето и еквивалентната максимална честота:

$$f_{\max} \approx \frac{1}{2\pi t_r} \quad (4.15)$$

Като пример да вземем за време на превключване от 5ns да отговаря максимална честота от 31,8 MHz. Действителният честотен спектър на импулса зависи от формата на импулса. При единични импулси спектърът съдържа всички честоти от нулева до  $f_{\max}$ . При периодично повтарящи се импулси спектърът им съдържа всички честоти от честотата на повторение на импулсите до  $f_{\max}$ .

Фиг. 4.19 показва основната схема на ТТЛ логически елемент. Когато един от входовете е заземен, транзисторът  $Q_1$  се отпушва, с което се запущат транзисторите  $Q_2$  и  $Q_4$ . Транзисторът  $Q_3$  се отпушва през резистора  $R_2$ . Токът през  $R_2$  се усилва от транзистора  $Q_3$  и се осигурява заряден ток за товара  $C_L$ , ограничен само от резистора  $R_4$ . При бързодействащо превключване  $R_4$  трябва да бъде с малка стойност (обикновено 50—500  $\Omega$ ).



Фиг. 4.19. Основна схема на вход на транзисторна логика (TTL): сложен инвертор

Използването на изходните транзистори  $Q_3$  и  $Q_4$ , свързани по начина, показан на фиг. 4.19, е наречено сложен инвертор. Такъв изход причинява един от основните шумови проблеми, свързани с логическите ТТЛ елементи. Когато изходът е в положение «1», транзисторът  $Q_3$  е отпушен и  $Q_4$  е запущен. Обратно, когато изходът е в положение «0», транзисторът  $Q_3$  е запущен и  $Q_4$  е отпушен.

И двете състояния осигуряват висок импеданс между  $U_{CC}$  и земя. Обаче при превключването на логическия елемент от едното състояние в другото за кратко време и двата транзистора  $Q_3$  и  $Q_4$  са отпушени. Това съответствува на нисък импеданс между токозахранващото напрежение  $U_{CC}$  и земя. Това може да доведе до протичане на големи токови импулси от 10 до 100 mA в токозахранващите вериги всеки път, когато схемата променя състоянието си. Ако в близост до ТТЛ схемата се намира допълнителен източник на ток, като например кондензатор, ще се появят прекъсващи захранващото напрежение преходни процеси. Това се отнася не само за ТТЛ схемите, но и за всички други типове логически схеми, когато имат подобен сложен инвертор.

Поради тези токови импулси и големите зарядни токове, които се изискват при капацитивен товар, се полага *използването на ВЧ развързващи кондензатори при всяка интегрална схема поотделно*. Обикновено за една схема се използват кондензатори 0,01 — 0,02  $\mu\text{F}$ ; те трябва да бъдат разположени близо до схемите и не трябва да се групират в една точка на печатната платка. Ако няколко интегрални схеми са групирани съвсем близо една до друга, тогава един кондензатор може да бъде използван като развързващ за повече схеми, но не повече от пет. Освен това трябва да се включи и по един допълнителен развързващ токозахранването кондензатор със стойност от 10 — 100  $\mu\text{F}$  на всяка печатна платка, в мястото, където се подава захранване на плочката. Захранващите проводници трябва да образуват винаги линия с възможно най-нисък импеданс; това е случаят, когато може да се приложи токозахранващата линия от фиг. 4.11. Свързващите проводници между отделните логически схеми трябва да бъдат по-къси от 150 mm, за да се избегне получаването на отражения на сигнала в тях.

Вследствие на високите честоти, създавани при бързодействащата логика, тези схеми трябва да се разглеждат като високочестотни схеми. *Необходимо е добро заземяване за печатни платки, съдържащи голям брой логически схеми*. Земя може да бъде или заземителна шина с нисък импеданс, или равнина на заземяване, заемаща не по-малко от 60% от площта на печатната платка. Такова заземяване притежава малка индуктивност за обратната верига на токозахранването и позволява използването на линии с постоянен импеданс за връзки на сигнала. Токозахранващите фолia върху печатната платка, използвани за този тип логически схеми, трябва да бъдат колкото е възможно по-широки (2,5 mm или по-големи) с цел да се намали тяхната индуктивност. Затворени вериги на заземяване върху печатната платка или във от нея трябва да се избягват.

За да се предотврати нежелателното включване и създаване на шум, всички неизползувани входове трябва да се свържат към подходяща обща точка, но не и да бъдат оставяни отворени. Нор-

мално неизползуваните входове се свързват към  $V^+$  напрежение обикновено през резистор или се свързват към земя.

В табл. 4.2 са дадени типичните характеристики на различните типове цифрови интегрални схеми. Колоната «Генериране на шум» дава оценка на различните семейства логически схеми по отношение на излъчване и провеждане от тях на шум. ТТЛ създава най-много шум, а ВПЛ създава най-малък шум. Скоростта на преобръщане на логическия елемент е пропорционална на времето на закъснение, дадено в табл. 4.2. Емитерно свързаната логика [ЕСЛ] е най-бързодействащата, а ВПЛ е най-бавнодействащата. Изобщо колкото е по-голяма скоростта на превключване, толкова повече шум ще се създава. Това обаче не е вярно за случая на ЕСЛ. Вследствие на нейната балансна конфигурация токът на захранването през логическия елемент е еднакъв и при двете състояния на схемата «включено» и «изключено». Не съществува никаква промяна на тока при превключване на вентила и следователно няма голяма генерация на шум. Традиционно използваните ТТЛ схеми са малко по-бавнодействащи, отколкото ВСЛ, но те създават около 10 пъти по-голям шум.

Т а б л и ц а 4.2

Типични характеристики на различните семейства цифрова логика

Семейства цифрова логика	Време на закъснение, ns	Захранващо напрежение $U_{CC}$ , V	Праг на постоянно-токовия шум, V	Генериране на шум
Емитерно свързана логика (ЕСЛ)	3	5	0,2	ниско
Транзистор — транзистор логика (ТТЛ)	10	5	1,0	средно
Резистор — транзистор логика (РТЛ)	25	4	0,5	високо
Диод — транзистор логика (ДТЛ)	30	5	1,0	средно
Комплементарна метал—окис логика (КМОП)	35	16	7,0	средно
Високопрагова логика (ВПЛ)	85	15	6,0	високо
				ниско

Друга важна характеристика на цифровите схеми е тяхната чувствителност към шумови сигнали. Прагът на постояннотоковия шум, даден в табл. 4.2, е дефиниран, като величината на импулсното шумово напрежение, което при поява на входа на схемата и в най-лошия случай, наслагвайки се върху логическото ниво, може да причини изменение на състоянието на схемата. Прагът на постояннотоковия шум следователно е приложим за оценка на шумови импулси, чиято ширина е по-голяма от времето на за-

къснение на логиката. Прагът на шума за шумови импулса с широчина, по-малка от времето на закъснение, ще бъде по-голям от дадения в таблицата. РТЛ е най-чувствителна към шума и ВПЛ и КМОП логика са най-малко чувствителни.

## РЕЗЮМЕ

- При балансните системи трябва да се осигури баланс на активните и реактивните съпротивления.
- Колкото в по-голяма степен е балансирана една система, толкова по-малко шум прониква в нея.
- Балансирането може да се използва съвместно с екраниране, за да се осигури допълнително намаление на шума.
- Колкото е по-нисък характеристичният импеданс на постоянно-токовата захранваща линия, толкова по-малко шум се прехвърля към нея.
- Тъй като токозахранващите вериги не могат да имат много нисък импеданс за развързване на всеки товар, трябва да се използва кондензатор.
- От гледна точка на шума разсейващият филтър е за предпочитане пред реактивния филтър.
- Широчината на пропусканата лента на една система трябва да бъде ограничена до необходимата за предаване на сигнала с цел да се намали до минимум шумът.
- Бързодействащата цифрова логика може да стане източник на магнитни шумови полета вследствие на високата скорост на превключване на схемите.
- Цифровата логика, имаща сложен инвертор, създава верига с нисък импеданс за токозахранването по време на превключването.
- В токозахранващата верига на всяка цифрова интегрална схема трябва да се използват ВЧ развързващи кондензатори.
- Необходимо е добро заземяване на печатна платка, съдържаща голям брой интегрални схеми.

## БИБЛИОГРАФИЯ

- Allie, P., and Larsen, I., *The TTL Application Handbook*, Chapter 15 (TTL Characteristics) Fairchild Semiconductor, Mountain View, California August, 1973.
- Allan, A., «Noise Immunity Comparison of CMOS Versus Popular Bipolar Logic Families.» Motorola Application Note AN-707, 1973.
- Balph, T., «Avoid ECL 10,000 Wiring Problems,» *Electronic Design*, September, 1972.
- Balph, T., «Use ECL 10,000 Layout Rules», *Electronic Design*, August, 1972.
- Boen, V., «Designing Logic Circuits for High Noise Immunity,» *IEEE Spectrum*, January, 1973.

- Buchman, A. S. «Noise Control in Low Level Data Systems», *Electromechanical Design*, September, 1962.
- Costa, D. P., «RFI Suppression, Part II,» *Electromechanical Design*, Vol. 11, December, 1967.
- Ficchi, R. O., *Practical Design for Electromagnetic Compatibility*, Hayden Book Co., New York, 1971.
- Guzik, S. W., and McLellan, D. W., «A Proposed Standard Method of Measurement of Longitudinal Balance of Telephone System Components», National Telecommunications Conference, San Diego, California, 1974.
- Joyce, M. V. and Clarke, K. K. *Transistor Circuit Analysis*, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts, 1961.
- Maul, L., «ECL 10,000 Layout and Loading Rules,» *EDN*, August, 1973.
- Maul, L., «Use ECL for Your High-Speed Designs», *EDN*, July 20, 1973.
- Nalle, D., «Elimination of Noise in Low Level Circuits,» *ISA Journal*, Vol. 12, August, 1965.
- Panter, P. F., *Modulation, Noise, and Spectral Analysis*, McGraw-Hill, New York, 1965.
- Schwartz, M., *Information Transmission, Modulation, and Noise*, Second Edition, McGraw-Hill, New York, 1970.
- Schwartz, M., Bennett, W. R., and Stein, S., *Communication Systems and Techniques*, McGraw-Hill, New York, 1966.
- White, D. R. J., *Electromagnetic Interference and Compatibility*, Vol. 3 (EMI Control Methods and Techniques), Don White Consultants, Germantown, Maryland, 1973.



# 5

## 5 ПАСИВНИ ЕЛЕМЕНТИ

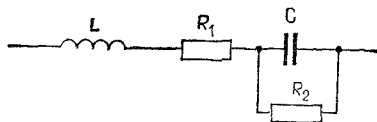
Тъй като действителните елементи никога не са идеални, техните характеристики се различават от теоретически определените. Познаването на тези различия е от особена важност при определяне подходящото приложение на различните елементи. Настоящата глава разглежда онези характеристики на пасивните електронни елементи, които поясняват шумовите характеристики на елементите или тяхната употреба в схемотехниката за намаляване на шума.

### КОНДЕНЗАТОРИ

Кондензаторите най-често се категоризират по диелектрика, от който са направени. Разните типове кондензатори имат характеристики, които ги правят пригодни за определени приложения, но непригодни за други. Един реален кондензатор не представлява чист капацитет, а има също съпротивление и капацитет, както е показано на еквивалентната схема на фиг. 5.1. Индуктивността  $L$  се дължи на изводите на кондензатора и на неговата структура. Съпротивлението  $R_2$  е паралелно утечно съпротивление и е функция от обемното специфично съпротивление на диелектрика.  $R_1$  е ефективното последователно съпротивление на кондензатора и е функция на коефициента на загубите на кондензатора.

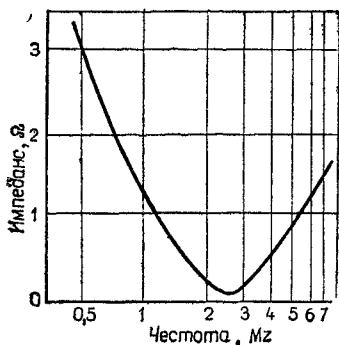
*Работната честота е едно от най-важните условия при избора на типа на кондензатора.* Максималната ефективна честота на кондензатора обикновено се ограничава от индуктивността на кондензатора и неговите изводи. За някои честоти кондензаторът в съчетание с индуктивността може да изпадне в собствен резонанс. За честоти над резонансната кондензаторът има индуктивен характер и общ импеданс, който се повишава с честотата. Фиг. 5.2 показва изменението на импеданса на  $0,1 \mu\text{F}$  книжен кондензатор с честотата. Както може да се види, кондензаторът има собствен резонанс за честота около  $2,5 \text{ MHz}$ .

Фиг. 5.3 показва приблизителните честотни обхвати на приложение



Фиг. 5.1. Еквивалентна схема на кондензатор

ние за различните типове кондензатори. Граничната стойност за високите честоти е вследствие на собствения резонанс или повишението на коефициента на загубите за високи честоти. Ограничението за ниски честоти се определя от най-голямата възможна за реализация стойност на кондензатор от съответния тип.



Фиг. 5.2. Честотна зависимост на импеданса на книжен кондензатор 0,1  $\mu$ F

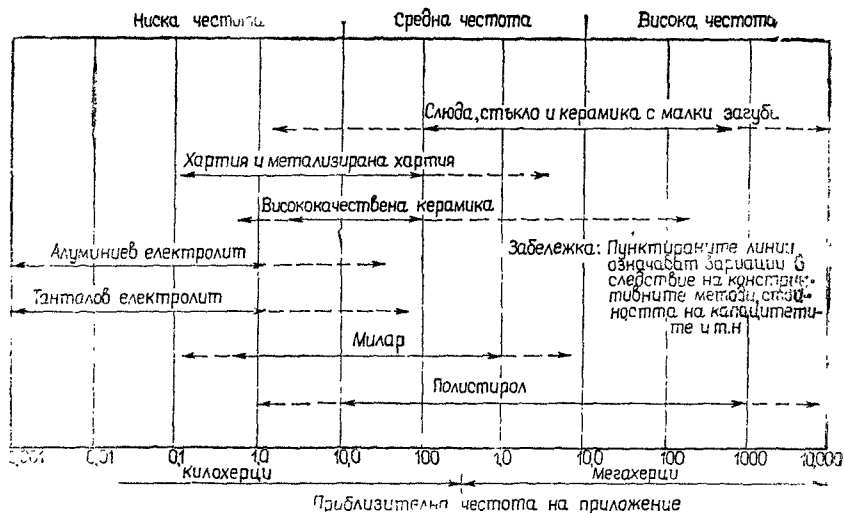
Основното предимство на електролитния кондензатор е постигането на голяма стойност на капацитета в малък обем. Отношението капацитет /обем е по-голямо за електролитите, отколкото за другите типове кондензатори. Един алуминиев електролитен кондензатор може да има последователно съпротивление, по-голямо от един ом. Типичните стойности на последователното съпротивление са около 0,1  $\Omega$ . Последователното съпротивление се увеличава с повишаването на честотата вследствие увеличението на диелектричните загуби и с намалението на температурата. При

$-40^{\circ}\text{C}$  последователното съпротивление може да бъде 10—100 пъти по-голямо от стойността си при  $+25^{\circ}$ . Вследствие на големите размери алуминиевите електролитни кондензатори имат също така и голяма индуктивност. Следователно те са нискочестотни кондензатори и нормално не могат да се използват за честоти над 25 kHz. Този тип кондензатори най-често се използват за нискочестотно филтриране, прехвърляне и развързване. При използване за повисоки честоти те трябва да бъдат от своя страна развързани посредством кондензатор с по-малка стойност и по-ниска индуктивност.

Един от недостатъците на електролитните кондензатори е, че те са поляризирани и трябва да се включат с правилна полярност към постоянното напрежение. За да имат максимален живот, те трябва да работят на напрежение, не по-голямо от 80% от тяхното номинално напрежение. Работата на напрежение под 80% от номиналното не дава никаква допълнителна надеждност. Неполяризираните кондензатори могат да бъдат направени чрез последователно свързване на два еднакви по стойност електролитни кондензатори, но с полярност в обратна посока. Резултантният капацитет представлява половината на отделните кондензатори, а е с номинално напрежение, равно на това на отделните кондензатори.

При използване на електролитните кондензатори в променли-

вотокови или пулсиращи постояннокови схеми напрежението на импулсите не трябва да превишава предписаното максимално върхово напрежение; с други думи, превишаването му води до вътрешно нагряване. Обикновено максималното върхово напре-



Фиг. 5.3. Приблизителен честотен обхват на приложение на различните видове кондензатори

жение се определя за честота 120 Hz\*, типична за работа като филтриращ кондензатор в схема на двуполупериоден изправител. Температурата е основната причина за стареенето и електролитните кондензатори никога не трябва да работят извън препоръчаните работни температурни обхвати.

Танталовите кондензатори със сух електролит имат характеристики, подобни на алуминиевите електролитни кондензатори. Те имат обаче по-малко последователно съпротивление и по-голямо отношение капацитет /обем. Някои от монолитните танталови кондензатори имат по-ниска индуктивност и могат да бъдат използвани за малко по-високи честоти, отколкото алуминиевите. Изобщо танталовите електролитни кондензатори са по-стабилни от алуминиевите по отношение на време, температура и удари.

Книжните и милар кондензаторите имат значително по-малко последователно съпротивление от това на електролитните, но все пак имат умерено висока индуктивност. Тяхното отношение капацитет/обем е по-малко от това на електролитите и те обикновено

\*120 Hz—два пъти честотата на сл. мрежа (60Hz) за Америка и Япония. 100 Hz—за Европа (Б. пр.).

се използват по стойности до няколко микрофарада. Те представляват средночестотни кондензатори и се използват за честоти до няколко мегагерца. Книжните и милар кондензаторите се използват обикновено за филтриране, развързване, прехвърляне, времеопределяне и за подтискане на шумовете.



Фиг. 5.4. Лентата на цилиндричния кондензатор показва края, който е свързан към външното фолио. Този край трябва да бъде свързан към земя

Тръбните кондензатори от рода на книжните или милар обикновените имат лента около единия край, както е показано на фиг. 5.4. Изводът, свързан към означения край, е свързан към външното фолио на кондензатора. Този извод трябва да се свързва към земя или към общата точка винаги когато е възможно. По този начин външното фолио на кондензатора действа като екран за намаление връзката между външното електрическо поле и кондензатора.

Слюдените и керамичните кондензатори имат малко последователно съпротивление и индуктивност. Това са височестотни кондензатори и се използват за честоти до около 500 MHz при условия, че изводите се запазят къси. Този тип кондензатори нормално се използват за височестотно филтриране, развързване, връзка, времеопределяне и за честотно разделяне. Те са нормално много стабилни по отношение на време, температура и напрежение.

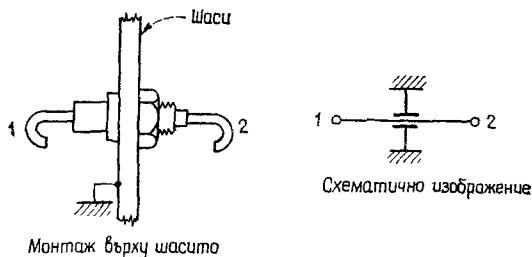
Керамичните кондензатори с висока диелектрична константа  $K$  са само средночестотни кондензатори. Те са относително нестабилни по отношение на време, температура и честота. Тяхното основно предимство е по-високото отношение капацитет/обем в сравнение с това на стандартните керамични кондензатори. Обикновено те се използват за развързване, прехвърляне и блокиране. Техен недостатък е, че могат да се повредят при напрежителни преходни процеси. Следователно не е за препоръчване да бъдат използвани като развързващи кондензатори, включени директно към ниския импеданс на токозахранването.

Полистиролните кондензатори имат изключително ниско последователно съпротивление и притежават много стабилни капацитивно-честотни характеристики. Те са следователно най-близо до всички споменати типове до идеалния кондензатор. Типичните им приложения включват филтриране, развързване, свързване, времеопределяне и подтискане на шума.

*Нито един тип кондензатор не може да осигури задоволително филтриране в целия обхват от ниски звукови честоти до високи радиочестоти.* При необходимост да се осигури филтриране в целия обхват обикновено се включват паралелно два различни по характер кондензатора. Един електролитен се използва да осигури голям капацитет за нискочестотно филтриране. Паралелно

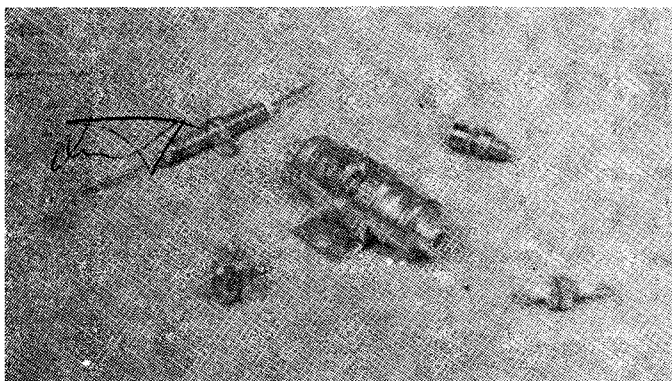
на него се свързва друг кондензатор с малък капацитет и малка индуктивност, слюден или керамичен, за да се осигури нисък импеданс за високи честоти.

Влиянието на дължината на изводите и на стойността на капацитета върху честотата на собствения резонанс за малки керамич-



Фиг. 5.5. Типичен проходен кондензатор

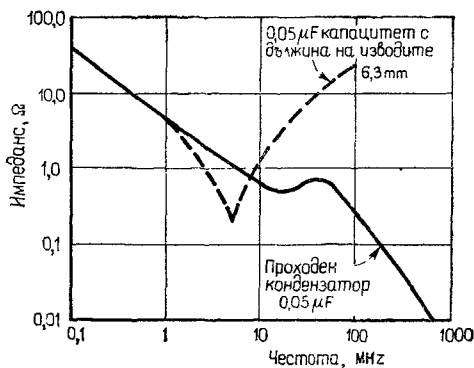
ни кондензатори може да се види от табл. 5.1. Ясно е, че за високи честоти е за предпочитане да се използва кондензатор с най-малката възможна стойност, защото той има по-висока честота на собствен резонанс. Последната може да бъде повишена чрез използване на проходен кондензатор с конструкция за монтиране върху или през металното шаси. На фиг. 5.5 е показан такъв кон-



Фиг. 5.6. Различни типове проходни кондензатори

дензатор, монтиран в шасито или екрана, заедно с неговото условно схемно означение. Капацитетът е между изводите и корпуса на кондензатора. Различни типове проходни кондензатори са дадени на фиг. 5.6. Проходните кондензатори имат много малка собствена индуктивност и следователно могат да се използват

за по-високи честоти. Фиг. 5.7 посочва по-ниския импеданс, получен чрез използване на проходен кондензатор в сравнение със стандартен кондензатор.



Фиг. 5.7. Импеданс на кондензатор 0,05 μF, показващ подобрените възможности на проходен кондензатор

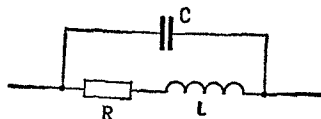
Таблица 5.1

Честоти на собствен резонанс на керамични кондензатори		
Стойност на капацитета (pF)	честота на собствен резонанс (MHz)	
	дължина на изводите 6,35 mm	дължина на изводите 12,7 mm
10000	12	—
1000	35	32
500	70	65
100	150	120
50	220	200
10	500	350

## БОБИНИ

Бобините могат да се категоризират според типа на сърцевината, върху която са навити. Съществуват две основни групи: бобини с въздушна сърцевина (някои немагнитни материали също спадат към тази група) и бобини с магнитна сърцевина. Бобините с магнитна сърцевина могат да бъдат подразделени още в зависимост от това, дали магнитопроводът е отворен или затворен. Една идеална бобина трябва да бъде само индуктивност, обаче действителната бобина притежава и последователно съпротивле-

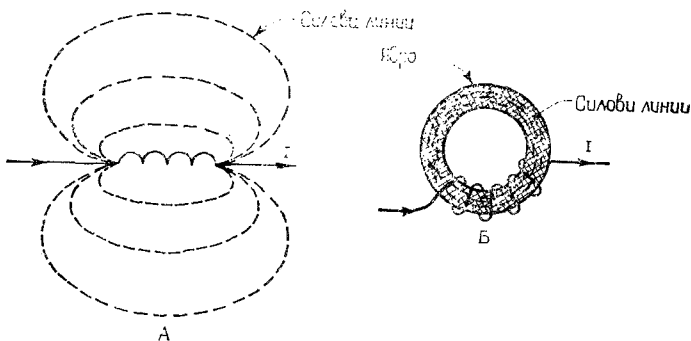
ние на проводника, с който е навита, и разпределения капацитет между навивките. Това е посочено в еквивалентната схема на фиг. 5.8. Разпределеният капацитет е изобразен като кондензатор със съсредоточен капацитет, включен паралелно на бобината, така че за една честота съществува паралелен резонанс. Точката на резонанса определя най-високата честота, на която може да бъде използвана бобината.



Фиг. 5.8. Еквивалентна схема на индуктивност

Друга важна характеристика на бобината е нейната чувствителност към случайни магнитни полета, от една страна, и способността ѝ да излъчва такива, от друга.

*Бобини с въздушна сърцевина или с отворен магнитопровод са най-подходящи за предизвикване на интерференция, тъй като техният магнитен поток се разпростира на значително разстояние от бобината, както е посочено на фиг. 5.9А. Бобините, навити върху затворен магнитопровод, притежават най-малко външно магнитно поле, тъй като приблизително целият магнитен поток остава във вътрешността на магнитопровода, както е показан на фиг. 5.9Б.*



Фиг. 5.9. Магнитни полета на: А) индуктивност без сърцевина и Б) индуктивност със затворена магнитна сърцевина

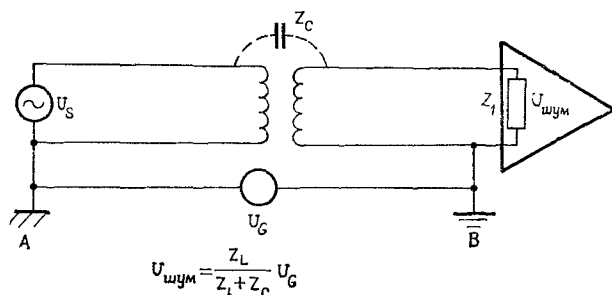
Що се касае до чувствителността към магнитни полета, магнитната сърцевина е по-чувствителна, отколкото бобините с въздушна сърцевина. Отвореният магнитопровод е най-чувствителен, тъй като той представлява път с ниско магнитно съпротивление, където се концентрират и външните магнитни силови линии, и резултатният магнитен поток през сърцевината е по-голям от този, който протича само през бобината. Затвореният магнитопровод е по-малко чувствителен от отворения, но все пак е по-чувствителен, отколкото въздушната сърцевина.

Често пъти е необходимо бобините да се екранират с цел да се ограничи тяхното магнитно и електрическо поле в рамките на определен обем. Екраните от материал с малко съпротивление, като мед или алуминий, ограничава електрическите полета. За високи честоти тези екрани също предотвратяват преминаването и на магнитния поток, защото вихровите токове протичат вътре в екрана. За ниски честоти за екрани трябва да се използват магнитни материали с висока магнитна проникваемост, за да ограничат ефективно магнитните полета.\*

## ТРАНСФОРМАТОРИ

Две бобини, свързани заедно обикновено върху един магнитопровод, образуват трансформатор. Трансформаторите се използват често за осигуряване на изолация между две схеми. Един пример е изолиращият трансформатор, използван да прекъсне веригата на заземяване, както е показано на фиг. 3.19. В тези случаи остава само желаната полезна връзка да зависи от магнитното поле. Действителните трансформатори не са идеални и имат капацитет между първичната и вторичната намотка, както е показано на фиг. 5.10, чрез които се допуска шумова връзка през трансформатора.

Тази връзка може да се елиминира чрез създаване на електро-



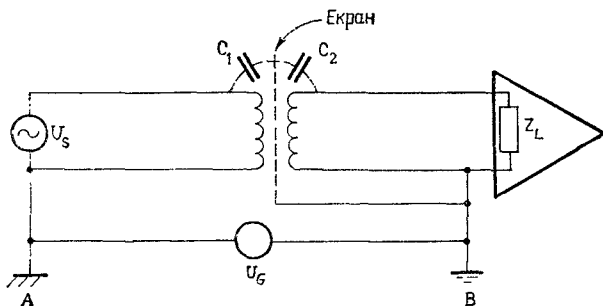
Фиг. 5.10. Реалният трансформатор има както капацитивна, така и магнитна връзка между първичната и вторичната намотка

статичен или фарадеев екран (заземен проводник между двете намотки), както е показано на фиг. 5.11. Ако е конструиран правилно, екранът няма да повлияе на магнитната връзка, но премахва капацитивната връзка. Екранът трябва да бъде заземен в точка **В**

\*Вж. глава 6 за подробен анализ на екраниране против магнитни полета. (Б. а.)

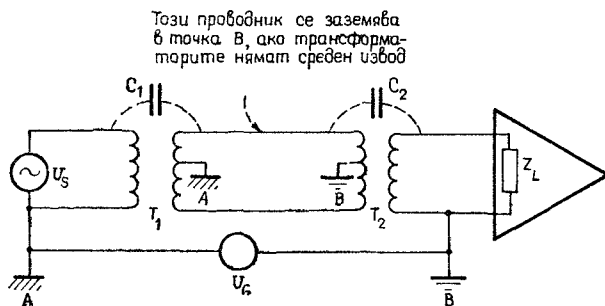


на фиг. 5.11. Ако екранът се заземи в точка  $A$ , тогава той ще бъде с потенциал  $U_G$  и така ще прехвърля шума през капацитета  $C_2$  към товара. Следователно трансформаторът трябва да се разположи близко до товара, за да се опрости връзката между екрана и точката  $B$ .



Фиг. 5.11. Заземен електростатичен екран между намотките на трансформатора прекъсва капацитивната връзка

Електростатично екраниране може да се получи и с два неекранирани трансформатора, показани на фиг. 5.12. Първичната верига на  $I_2$  трябва да бъде заземена, като за предпочитане е това да бъде в среден извод. Вторичната верига на  $I_1$ , ако има среден извод, трябва също да бъде заземена, за да доведе единия край на



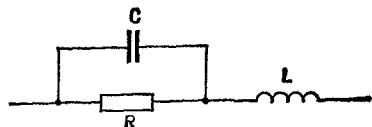
Фиг. 5.12. Два неекранирани трансформатора могат също да осигурят електростатично екраниране

$C_2$  близо до земния потенциал. Ако трансформаторите нямат средни изводи, единият от проводниците между трансформаторите трябва да се заземи, както е означено на фиг. 5.12. Тази конфигурация е по-малко ефективна отколкото трансформатор с правилно проектиран електростатичен екран. Схемата на свързва-

не от фиг. 5.12 е приложима за лабораторни условия за определяне дали електрически екраниран трансформатор може да намали ефективно шумовата връзка към схемите.

## РЕЗИСТОРИ

Постоянните резистори могат да бъдат групирани в три основни класа: 1) жични, 2) повърхностни и 3) обемни. Точната еквивалентна схема на резистора зависи от типа му и от начина на производство. Схемата от фиг. 5.13 задоволява в повечето от случаите. При типичен обемен резистор паралелният капацитет е от порядъка на  $0,1—0,5\text{pF}$ . Индуктивността представлява предимно индуктивността на изводите, с изключение на жичните резистори, където навитият проводник е най-голямата част от индуктивността. Повърхностните резистори вследствие на тяхната конструкция във вид на спирала или меандровидна линия имат по-голяма индуктивност, отколкото въглеродослойните резистори. С изключение на жичните и някои от другите типове с малка стойност, индуктивността обикновено може да се пренебрегне при анализа на схемата. Индуктивността на резистора обаче е най-чувствителната част към външни магнитни полета. Индуктивността на външните изводи на резисторите може да се определи приблизително чрез използване на данните от табл. 5.3 на стр. 137.



Фиг. 5.13. Еквивалентна схема на резистор

тази честота, капацитетът може да повлияе на възможностите на схемата.

Табл. 5.2 показва измерения импеданс, величината и фазовия ъгъл за въглеродослоен резистор  $0,5\text{ W}$  за различни честоти. Номиналната стойност на съпротивлението е  $1\text{M}\Omega$ . Трябва да се отбележи, че за  $500\text{ kHz}$  импедансът спада до  $560\text{ k}\Omega$  и фазовият ъгъл става  $-34^\circ$ . Така капацитивният реактанс става значителен.

Шунтиращият капацитет може да придобие значение, когато се използват високоомни резистори. Например да разгледаме резистор със стойност  $22\text{M}\Omega$  и шунтиращ капацитет  $0,5\text{pF}$ . При  $145\text{ kHz}$  реактивното съпротивление на капацитета ще бъде  $10\%$  от съпротивлението. Ако резисторът се използва над

## ШУМ В РЕЗИСТОРИТЕ

Всички резистори независимо от тяхната конструкция генерират шумово напрежение. Това напрежение е резултат от топлинния шум и от други източници на шум, като дробов и контактен шум. Топлинният шум не може да бъде избягнат никога, но другите из-

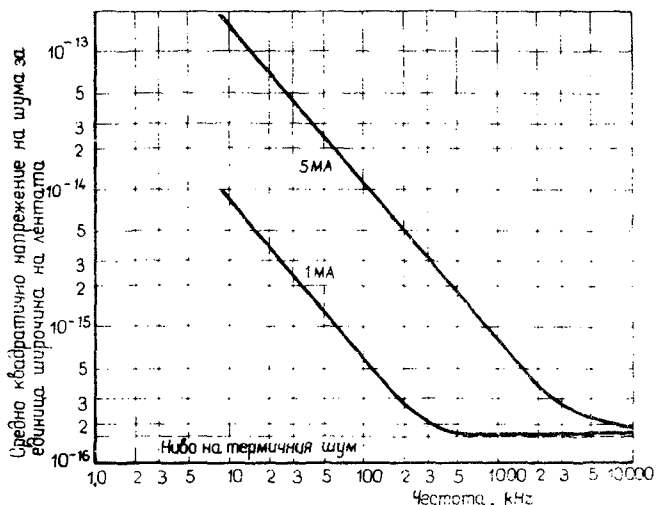
Таблица 5.2

**Импеданс на  $1M\Omega-0,5W$  въглеродослойно съпротивление, измерен за различни честоти**

Честота (kHz)	Импеданс	
	величина (k $\Omega$ )	фазов ъгъл (градуси)
1	1000	0
9	1000	-3
10	990	-3
50	920	-11
100	860	-16
200	750	-23
300	670	-28
400	610	-32
500	560	-34

точница могат да бъдат намалени или елиминирани. Пълното шумово напрежение следователно е равно или по-голямо от топлинното шумово напрежение. Това е обяснено по-нататък в глава 8.

От трите основни типа резистори с най-малко шум се характеризират жичните резистори. Шумът на жичен резистор от добро качество може да бъде не по-голям от топлинния шум. В другата



Фиг. 5.14. Зависимост на напрежението на шума от честотата и тока на  $10\text{ k}\Omega$  композиционен резистор

крайност е обемният резистор, който има най-голям шум. Освен топлинния шум обемните резистори имат също така контактен

шум, като те са направени от множество отделни частици, формувани заедно. Когато протича ток през обемния резистор, шумът е топлинен. При протичане на ток възниква допълнителен шум, пропорционален на тока. Фиг. 5.14 показва създадения шум в 10-килоомов резистор при две нива на протичащия през него ток. За ниски честоти в общия шум доминира контактният шум, който има отрицателна честотна характеристика. Честотата, при която пивата на шума се свеждат до стойности, равни на нивата на топлинния шум, варира за различните типове резистори и също така зависят от нивото на тока.

Шумът, създаден в повърхностните резистори, е много по-малък от този на обемните резистори, но е много по-голям от шума на жичните. Допълнителен шум тук е отново контактният, но тъй като материалът е много по-хомогенен, количеството на контактния шум е значително по-малко от това на обемните резистори.

Друг важен фактор, който влияе на шума в резистора, е неговата номинална мощност. Ако два резистора с еднаква стойност от един и същ тип разсейват еднаква мощност, резисторът с по-голяма номинална мощност обикновено ще има по-нисък шум. Campbell и Chipman (1949) представят данни, показващи приблизително един коефициент от 3 между ефективната стойност на напрежението на шума за един обемен резистор с мощност 0,5 вата спрямо също такъв обемен резистор с мощност 2 вата, работещ при същите условия. Тази разлика се дължи на коефициента  $K$  от уравн. 8.19 (глава 8), изменението на който зависи от геометрията на резистора.

Променливите резистори създават всички присъщи на постоянните съпротивления шумове, но в допълнение създават и шум от контакта на плъзгача. Този допълнителен шум е обратно пропорционален на тока, протичащ през резистора, и на стойността на неговото съпротивление. За да се намали този шум, токът през резистора трябва да бъде намален до минимум.

## ПРОВОДНИЦИ

Въпреки че проводниците нормално не се считат за електронни компоненти, те притежават характеристики, които са много важни за шумовите и преходните характеристики на електронните схеми. Индуктивността им е една от най-важните от тези характеристики. Даже и за ниски честоти проводникът може да има по-голямо индуктивно реактивно, отколкото активно съпротивление.

Външната индуктивност на прав кръгъл проводник с диаметър  $d$ , разположена на разстояние  $h$  над равнина на заземяване, е

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left( \frac{4h}{d} \right) \text{ Н/м.} \quad (5.1)$$

При това е допуснато, че  $h > 1,5d$ . Магнитната проницаемост на свободно пространство  $[\mu]$  е равна на  $4\pi \times 10^{-7}$  Н/м. Уравн. 5.1 следователно може да се запише в следния вид:

$$L = 2 \times 10^{-7} \ln \left( \frac{4h}{d} \right) \text{ Н/м.} \quad (5.2)$$

Горните уравнения дават стойността на външната индуктивност, без да включват влиянието на магнитните полета вътре в проводника. Пълната индуктивност на проводника е реално сумата от вътрешната и външната индуктивност. Вътрешната индуктивност на прав проводник с кръгло напречно сечение, провеждащ равномерно ток с ниска честота, е  $0,05 \mu\text{Н/м}$  независимо от размера на проводника. Вътрешната индуктивност е пренебрежимо малка в сравнение с външната индуктивност, с изключение на много близки разстояния между изводите. Вътрешната индуктивност се намалява допълнително при протичане на високочестотни токове, тъй като вследствие на скин-ефекта токът се концентрира близо до повърхността на проводника. Следователно от значение при определяне индуктивността на проводника обикновено е външната индуктивност.

В таблица 5.3 са дадени стойностите на външната индуктивност и съпротивлението на различни размери проводници. Таблицата показва също, че приближаването на проводника към заземяване намалява неговата индуктивност—това означава, че равнината представлява обратната верига на заземяване. При отдалечаване на проводника от равнината на заземяване се повишава неговата индуктивност. На височина от няколко десетки милиметра индук-

Т а б л и ц а 5.3

Индуктивност и съпротивление на кръгли проводници

Размер на проводника (AWG)	Диаметър (mm)	Съпротивление, (mΩ/m)	Индуктивност (μН/м)		
			6 mm над равнината на заземяване	12 mm под равнината на заземяване	25 mm над равнината на заземяване
26	0,4	133	0,83	0,98	1,10
24	0,5	84	0,79	0,90	1,06
22	0,6	53	0,75	0,87	1,02
20	0,8	33	0,67	0,83	0,94
18	1,0	21	0,63	0,79	0,90
14	1,6	8,3	0,55	0,67	0,83
10	2,6	3,1	0,47	0,59	0,75

тивността се доближава до стойността си в неограничено въздушно пространство и по-нататъшното отдалечаване на проводника от равнината дава малък ефект на нарастване на индуктивността.

Това е така, защото почти целият магнитен поток, създаден от тока през проводника, вече се съдържа в пространството между проводника и равнината.

Табл. 5.3 означава, че колкото е по-дебел проводникът, толкова по-малка е индуктивността му. Индуктивността и диаметърът на проводника са в логаритмична зависимост. По тази причина ниски стойности на индуктивността не могат да се получат лесно при увеличаване диаметъра на проводника. Разстоянията между проводниците влияят на външната индуктивност, докато формата на напречното сечение влияе само на вътрешната индуктивност. Последната може да се намали чрез използване на плоски правоъгълни проводници вместо кръгли. Кухите тръбовидни проводници имат също така по-малка индуктивност, отколкото плътни проводници със същите размери. За два успоредни проводника, по които протича еднакъв ток в обратни посоки, самоиндуктивността при пренебрегване на магнитния поток в проводниците е

$$L = 0,394 \ln\left(\frac{2D}{d}\right) \mu \text{H/m.} \quad (5.3)$$

В израза 5.3  $D$  е разстоянието между центровете, а  $d$  е диаметърът на проводниците.

Съпротивлението е втората важна характеристика на проводника. Изборът на размер на проводника обикновено се определя от максимално допустимото падение на напрежението в проводника. Падението на напрежението е функция на съпротивлението на проводника и на максималния ток през него. Табл. 5.3 дава стойността на постоянноотоковото съпротивление за различните размери проводници.

За по-високи честоти съпротивлението на проводника се увеличава вследствие на скин-ефекта. Той създава условия, при които вследствие на магнитните полета, създадени от тока в проводника, се получава концентрация на тока близо до повърхността на проводника. С повишаването на честотата токът се концентрира съвсем близо до повърхността. Това води до намаляване на ефективното напречно сечение, през което протича токът, и следователно се повишава ефективното съпротивление.

За плътни кръгли медни проводници променливотоковото и постоянноотоковото съпротивление са приблизително свързани чрез следната зависимост (ИТТ, 1968):

$$R_{ac} = (3,18 \cdot 10^{-3} d \sqrt{f} + 0,26) R_{dc}, \quad (5.4)$$

където  $d$  е диаметърът на проводника в mm и  $f$  е честотата. За  $d\sqrt{f}$ , по-голямо от 0,394, уравн. 5.4 дава резултати с точност до няколко процента. За  $d\sqrt{f}$ , по-малко от 0,394, действителната стойност на променливотоковото съпротивление е по-голяма от полу-

чената съгласно уравн. 5.4. Ако материалът на проводника не е мед, първият член на уравнението 5.4 трябва да се коригира с коефициента

$$\sqrt{\frac{\mu_r}{\rho_r}},$$

където  $\mu_r$  е относителната магнитна проницаемост на материала на проводника и  $\rho_r$  е относителното специфично съпротивление на материала в сравнение с медта. Вследствие на скин-ефекта кухият тръбовиден проводник за високи честоти има същото променливотоково съпротивление, както и плътният проводник.

Променливотоковото съпротивление на проводника може да се намали чрез промяна на формата на напречното му сечение. Правоъгълният проводник има по-ниско променливотоково съпротивление, отколкото кръглият, защото притежава по-голяма повърхност на единица площ на напречното сечение.

Тъй като правоъгълният проводник има по-малко променливотоково съпротивление и по-малка индуктивност, отколкото кръглият със същата площ на напречното сечение, той е по-добър за приложение при високи честоти. Плоските връзки на оплетките се използват най-често като заземителни проводници даже и при относително нискочестотни схеми.

Уравн. 5.4 може да бъде използвано и за определяне на приблизителното променливотоково съпротивление за някои форми на напречното сечение на проводника:

$$d = \frac{\text{периметър на напречното сечение}}{\pi} \quad (5.5)$$

## ФЕРИТИ

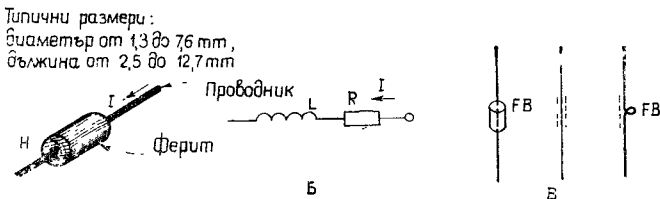
Феритите позволяват по удобен и икономичен начин да се внесат високочестотни загуби в схемата без въвеждане на постояннотоккови и нискочестотни загуби. Те са малки и могат лесно да бъдат монтирани чрез надяване върху изводите на елементите или върху проводниците. Феритите са най-ефикасни за честоти над 1 MHz. При подходящо използване тези елементи могат да осигурят ефикасно високочестотно развързване, подтискане на паразитните сигнали и екраниране.

Фиг. 5.15 А показва малки цилиндрични ферити, монтирани върху проводник, а фиг. 5.15 Б показва високочестотната еквивалентна схема — бобина, последователно свързана със съпротивление. Последното е резултат на високочестотните загуби във феритния материал. Фиг. 5.15 В показва типичните условни схемни означения, използвани за ферити. Повечето производители характеризират тези елементи чрез графично изобразяване на за-

висимостта на величината на импеданса от честотата. Модулът на импеданса е даден чрез

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2}, \quad (5.6)$$

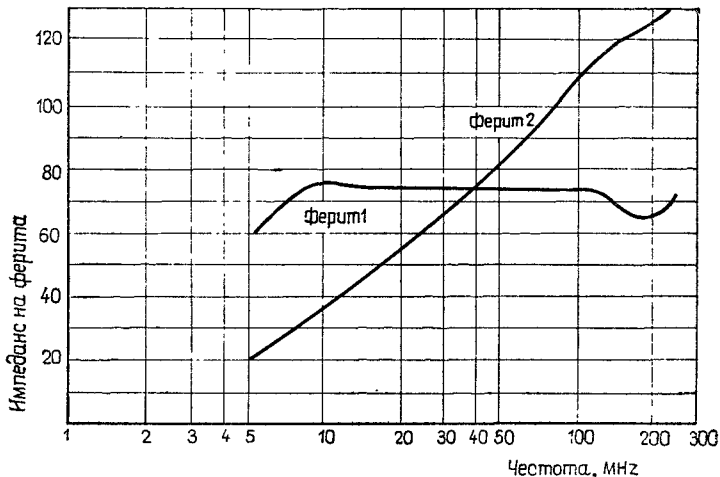
където  $R$  е еквивалентното съпротивление на ферита, а  $L$  е еквивалентната индуктивност. Фиг. 5.16 дава данни за два типични



Фиг. 5.15. А.—Ферит върху проводник; Б)—ВЧ еквивалентна схема и В—типично схемно означение

ферита. Феритът № 1 е със съпротивителен характер, докато № 2 е с индуктивен характер.

Феритите са особено ефикасни, когато се използват за дем-



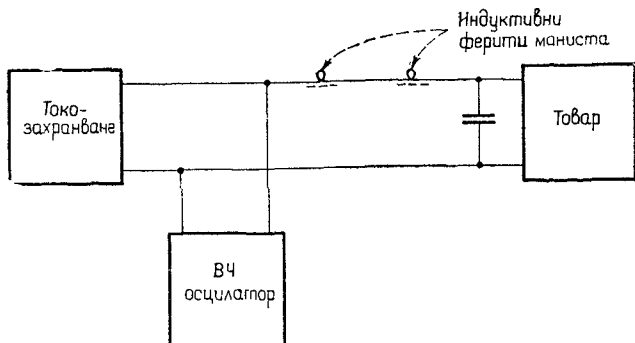
Фиг. 5.16. Данни за ферит с предимно съпротивителен характер (крива 1) за ферит с предимно индуктивен характер (крива 2)

пфана на високочестотни осцилации, възникнали при ключови преходни процеси или паразитни резонанси вътре в схемата. Те се използват и за предотвратяване проникването на високочестотен



шум навътре в схемата по токозахранващите или другите проводници.

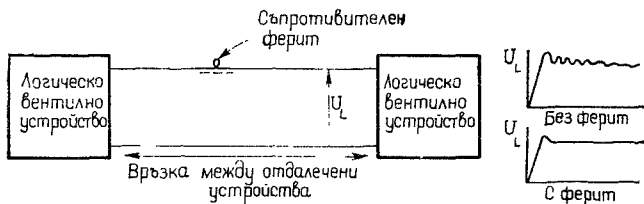
Тъй като импедансът на единичен ферит е ограничен на около  $100\Omega$ , феритите са най-ефективни в нискоимпедансни схеми, като токозахранващи устройства, мощни усилватели клас *C*, резонансни схеми и тиристорни превключващи схеми. Ако единичен



Фиг. 5.17. Ферити, използвани за образуване на *LC* филтър, който задържа високите честоти далеч от товара

ферит не може да осигури достатъчно затихване, се използва комбинация от по-голям брой ферити. Обаче ако два или три ферита не са в състояние да решат проблема, увеличаването на броя им няма да доведе до съществено подобрение.

Фиг. 5.17 до 5.20 показват някои типични приложения на феритите. На фиг. 5.17 индуктивната характеристика на феритите е използвана за образуване на *LC* филтър, който предпазва товара от сигнала на високочестотен осцилатор. Ферити с резисторен

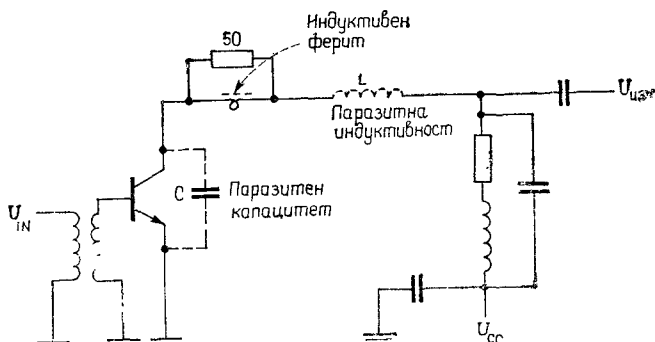


Фиг. 5.18. Ферити, използвани за подтискане на преходни импулси по дълга линия за връзка между бързи логически устройства

характер могат да се използват и като високочестотен *RC* филтър, без да се намалява постоянното напрежение на товара. На фиг. 5.18 ферит с резисторен характер е използван за подтискане на

отраженията на сигнала, създадени при дълга връзка между две бързодействащи ключови схеми.

Фиг. 5.19 показва мощен усилвател клас С, който създава нежелан изходен сигнал на висока хармонична честота вследствие

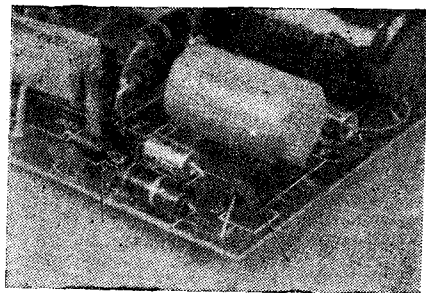


Фиг. 5.19. Ферит и резистор, използвани за подтискане на паразитни осцилации в мощно изходно стъпало клас С

на паразитната резонансна верига, образувана от капацитета  $C$  и бобината  $L$ .

В този случай индуктивността на ферита се използва, за да принуди тока на хармоника да протече през 50-омов резистор и да се разсее в него като топлина. За основната работна честота импедансът на перлата е нисък и шунтира съпротивлението.

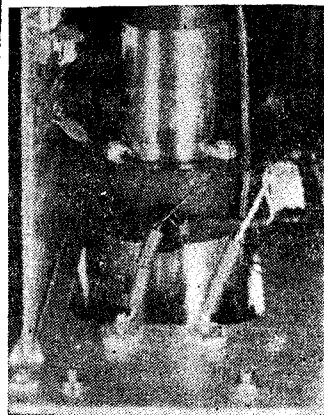
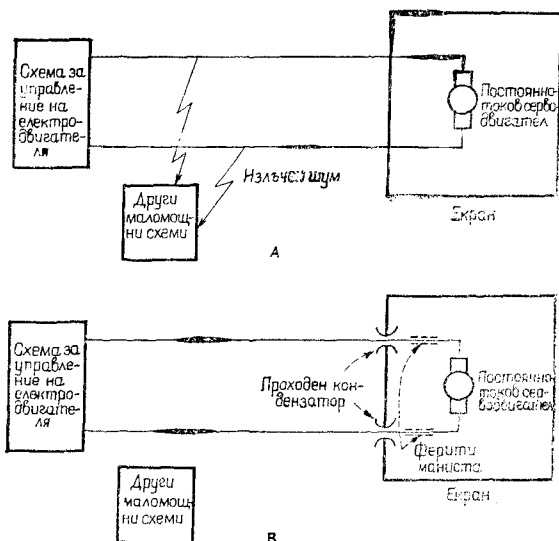
Фиг. 5.20 показва два ферита, монтирани на печатна платка. Тази схема е част от изходното стъпало за хоризонтално отклонение на цветен телевизор, където феритите се използват за подтискане на паразитните осцилации.



Фиг. 5.20. Маниста, инсталирани в цветен телевизор, за подтискане на паразитни осцилации в изходната схема за хоризонтално отклонение

Едно друго приложение на ферита е показано на фиг. 5.21. Фиг. 5.21А показва постоянен ток серводвигател, свързан към управляващата схема. Високофреkwентният шум на комутациите на двигателя се разпространява по свързващите проводници навън от екрана и двигателя, като излъчва и си взаимодействува с други маломощни схеми. Поради изискванията за пускане на двигателя в проводниците към двигателя не може да се включи съпротивление.

Решението в този случай е да се прибавят два ферита и два проходни кондензатора, както е показано на фиг. 5.21 Б. Снимката на двигателя с феритите и проходните кондензатори е показана на фиг. 5.22.



Фиг. 5.21. А — ВЧ комутационен шум на електродвигателя си взаимодействува с маломощните схеми; Б — феритни маниста, използвани в комбинация с проходни кондензатори за елиминиране на интерференцията

Фиг. 5.22. Ферити и проходни кондензатори се използват за намаляване на връзката на комутационния шум на електродвигателя към токозахранващите вериги

При използване на ферити в схеми с постоянен ток трябва да се внимава протичащият ток да не причини насищане на феритния материал.

Тъй като феритите са с индуктивен характер, те не трябва да се използват безогледно. На някои места те могат да причинят повече вреда, отколкото полза; могат да създадат нежелани резонансни явления в схемите, когато са приложени погрешно. Обаче при уместна употреба те представляват много просто, ефективно и евтино средство за намаляване на шума и паразитните осцилации.

## РЕЗЮМЕ

- Електролитните кондензатори са нискофреkwотни кондензатори.
- Всички кондензатори притежават собствен резонанс за някоя честота, което ограничава тяхното използване при високи честоти.

●Слюдените и керамичните кондензатори са доброкачествени високочестотни кондензатори.

●Бобините с въздушна сърцевина генерират по-голямо поле на шума, отколкото бобините със затворен магнитопровод.

●Бобините с магнитна сърцевина са по-чувствителни към въздействие на външни магнитни полета, отколкото бобините с въздушна сърцевина.

✎ ●За намаление на капацитивната връзка между намотките на трансформатора се използва електростатичен екран.

●Всички типове резистори имат винаги известно количество топлинен шум.

●Променливите резистори в маломощните схеми трябва да се свържат така, че през тях да не минава постоянен ток.

●Даже и за ниски честоти проводникът обикновено има по-голямо индуктивно реактивно съпротивление, отколкото активно съпротивление.

●Плоският правоъгълен проводник има по-малко променливо-токово съпротивление и индуктивност, отколкото с кръгло сечение.

●Феритите се използват за да внесат високочестотни загуби в схемата, без да въвеждат постояннотокови загуби.

## БИБЛИОГРАФИЯ

Campbell, R. H., Jr., and Chipman, R. A., «Noise From Current-Carrying Resistors, 20-500 KC,» *Proceedings of the IRE*, Vol. 37, pp. 938—942, August, 1949.

Costa, D. P., «RFI Suppression, Part II», *Electromechanical Design*, Vol. 11, December, 1967.

Cowdell, R. B., «Don't Experiment With Ferrite Beads», *Electronic Design*, Vol. 17, June 7, 1969.

Dummer, G. W. A., and Nordenberg, H. M., *Fixed and Variable Capacitors*, McGraw-Hill, New York, 1960.

Henney, K., and Walsh, C., *Electronic Components Handbook*, Vol. 1, McGraw-Hill, New York, 1957.

ITT, *Reference Data for Radio Engineers*, Fifth Edition, Howard W. Sams, New York, p. 6-8, 1968.

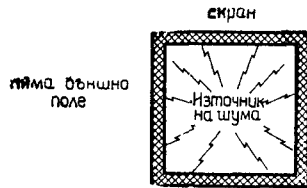
Rostek, P. M., «Avoid Wiring-Inductance Problems», *Electronic Design*, Vol. 22, December 6, 1974.

Skilling, H. H., *Electric Transmission Lines*, McGraw-Hill, New York, 1951.

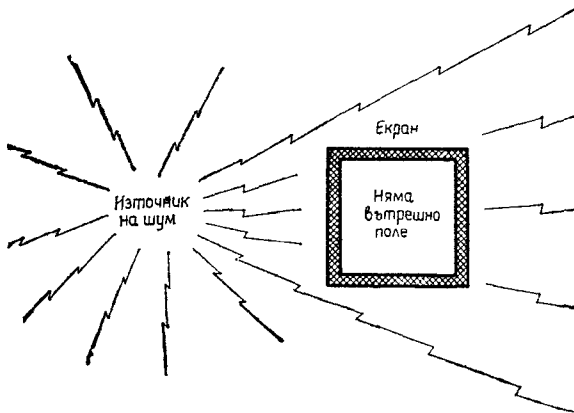
# 6

## ЕФЕКТИВНОСТ НА МЕТАЛНИТЕ ЕКРАНИ

Екранът представлява метална преграда, разположена между две области или пространства. Той се използва за управление разпространението на електрическите и магнитните полета от една област към друга. Екраните могат да се използват и за ограничаване на електромагнитни полета, ако екранът окръжава източник на шум, както е показано на фиг. 6.1. Екранът може да бъде използван и да запази определена област от електромагнитни излъчвания, както е показано на фиг. 6.2. Схеми, елементи, кабели или комплексни системи могат да се екранират. Екранирането може да се приложи към източници, към приемници или към двете групи.



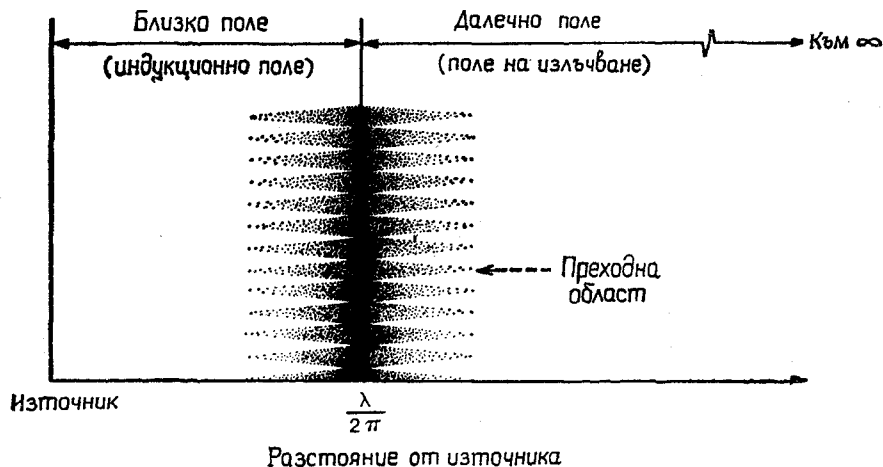
Фиг. 6.1. Приложение на екран, в който се съдържа източник на шум за предпазване от интерференцията на апаратурите извън екрана



Фиг. 6.2. Приложение на екран за предпазване от интерференцията чрез разполагането му около приемника за избягване проникването на шума

## БЛИЗКИ И ДАЛЕЧНИ ЕЛЕКТРОМАГНИТНИ ПОЛЕТА

Характеристиките на полето могат да бъдат определени чрез източника, средата, окръжаваща източника, и разстоянието между източника и точката на наблюдение. В точки близо до източника свойствата на полето се определят основно от характеристиките

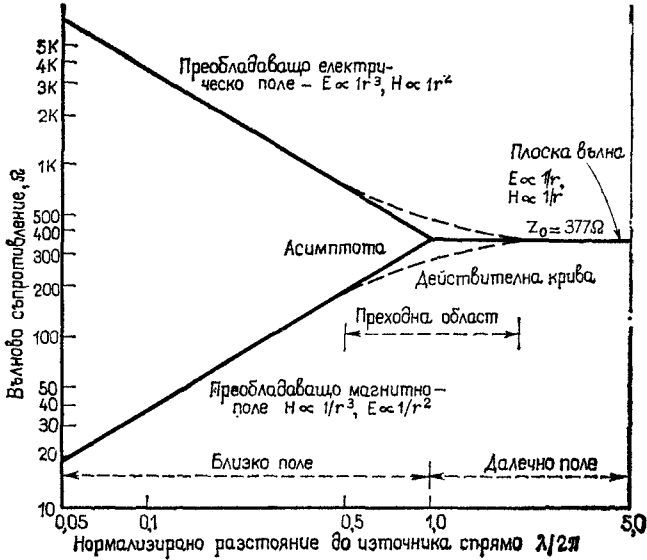


Фиг. 6.3. Характерът на полето зависи от разстоянието до източника. Преходът от близкото до далечното поле е на  $\lambda/2\pi$

на източника. Далеч от източника свойствата на полето зависят главно от средата, през която се разпространява полето. Следователно пространството, окръжаващо източника на излъчване, условно може да се раздели на две области, както е показано на фиг. 6.3. Близо до източника се намира близкото или индукционното поле. На разстояние, по-голямо от дължината на вълната ( $\lambda$ ), разделена на  $2\pi$  (приблизително  $1/6\lambda$ ) е далечното или радиационното поле. Областта около  $\lambda/2\pi$  е преходната област между близкото и далечното поле. Отношението на електрическото поле ( $E$ ) към магнитното поле ( $H$ ) е вълновият импеданс. При далечното поле това отношение  $E/H$  е равно на характеристикния импеданс на средата  $E/H = Z_0 = 377 \Omega$  за въздух или свободно пространство. В близкото поле отношението е определено от характеристиките на източника и разстоянието между източника и точката на наблюдение. Ако източникът има голям ток и ниско напрежение ( $E/H < 377$ ), близкото поле е предимно магнитно. Обратно, ако източникът има малък ток и високо напрежение ( $E/H > 377$ ), близкото поле е предимно електрическо.

За антена, състояща се от мачта или прав проводник, импедансът на източника е висок. Вълновият импеданс близо до антената —

преобладава електрическо поле — е също така висок. С увеличаване на разстоянието намалява интензитетът на електрическото поле, което създава комплементарно магнитно поле. В близкото поле електрическото поле затихва в степен  $(1/r)^3$ , докато магнитното поле затихва в степен  $(1/r)^2$ . Следователно вълновият импеданс



Фиг. 6.4. Вълновият импеданс зависи от разстоянието до източника и от това, дали полето е електрическо или магнитно

от жична антена намалява с разстоянието и асимптотично клони към импеданса на свободно пространство в далечното поле, както е показано на фиг. 6.4.

За преобладаващо магнитно поле — такова, създадено от кръгла антена — вълновият импеданс близо до антената е нисък. С увеличаване на разстоянието от източника магнитното поле затихва в степен  $(1/r)^3$ , а електрическото поле затихва в степен  $(1/r)^2$ . Вълновият импеданс следователно се повишава с разстоянието и клони към този в свободно пространство на разстояние  $\lambda/2\pi$ . В далечното поле и електрическото, и магнитното поле затихват в степен  $(1/r)$ .

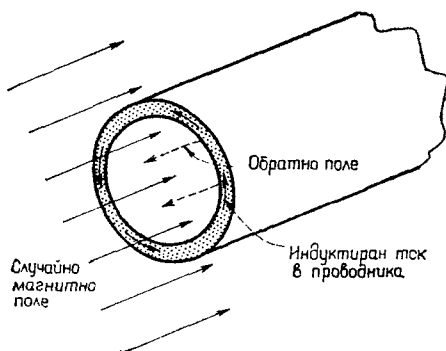
За честоти, по-малки от 1MHz най-голямото прехвърляне вътре в електронната апаратура се дължи на близкото поле, тъй като на тези честоти близкото поле се разпростира на разстояние до 50m или повече. За 30 kHz близкото поле достига до 1,5 km. Следователно проблемите на интерференцията в рамките на дадена апа-

ратура трябва да се считат за проблеми на близкото поле, освен ако не е ясно, че това са проблеми на далечно поле.

В близкото поле електрическото и магнитното полета трябва да се разглеждат поотделно, тъй като отношението на двете не е постоянно. В далечното поле те образуват форма на плоска вълна, имаща импеданс от  $377 \Omega$ . Следователно, когато се обсъжда плоска вълна, се подразбира случай на далечно поле. Когато се обсъждат поотделно електрическо и магнитно поле, се приема случай на близко поле.

## ЕФЕКТИВНОСТ НА ЕКРАНИРАНЕ

В следващия раздел се обсъжда ефективността на екраниране с металически екрани в близкото и далечното полета. Ефективността на металните екрани може да бъде определена чрез анализиране на проблема по един от двата начина. Първият метод е да се използва теорията на полето. При подход към проблема чрез теорията на веригите полетата на шума индуктират токове в екраните, които обратно създават допълнителни полета, които имат стремежа да компенсират първоначалните полета в определени области. Един пример за такава компенсация е показан на фиг. 6.5. За повечето случаи от тази глава обаче се възприема за подход по-основната теория на полето.



Фиг. 6.5. Проводим материал може да създаде магнитно екраниране. Случайното магнитно поле индуктира токове в проводника, създаващи едно обратно поле, което компенсира случайното поле в областта, затворена в екран

Екранирането може да се определи в условия на намаление на напрегнатостта на магнитното и електрическото поле, причинено от екрана. За приложенията е удобно да се изрази ефективността



на екраниране в децибели (dB)\*. Използването на децибелите позволява екранирането, създадено чрез различни въздействия или екрани, да се прибави към другото намаление на шума, за да се получи пълното екраниране на системата. Ефективността на екраниране ( $S$ ) за електрически полета се определя като

$$S = 20 \log \frac{E_0}{E_1} \text{ dB}, \quad (6.1)$$

а за магнитни полета като

$$S = 20 \log \frac{H_0}{H_1} \text{ dB}. \quad (6.2)$$

В горните изрази  $E_0(H_0)$  е случайната напрегнатост на полето, а  $E_1(H_1)$  е напрегнатостта на полето на предадената вълна, която прониква през екрана.

Ефективността на екраниране варира с честотата, геометрията на екрана, с мястото на измерване на полето вътре в екрана, типа на полето, което затихва, посоката на разпространение и поляризацията. В тази глава се разглежда екраниране с плоски листове от провеждащ материал. Тази опростена геометрия служи за изграждане на общи концепции за екраниране и за да се покаже как свойствата на материала определят ефективността на екраниране, без обаче да се включва влиянието на геометрията на екрана. Резултатите от изчислението на ефективността на екраниране с плоски листове се използват за оценка на относителната екранираща способност на различните материали.

При попадането на електромагнитната вълна върху метална повърхност се срещат два типа загуби. Вълната частично се отразява от повърхността, а преминалата (неотразената) част постепенно затихва при разпространението си в средата. Последният ефект, наречен загуби на поглъщане, е еднакъв както за близко или далечно поле, така и за електрическото или магнитното поле. Загубите на отражение зависят от типа на полето и вълновия импеданс.

Пълната ефективност на екраниране на материала е равна на сумата от загубите на поглъщане ( $A$ ) плюс загубите на отражение ( $R$ ), плюс корекционния фактор ( $B$ ), отчитащ многократните отражения при тънки екрани. Пълната ефективност на екраниране следователно може да се запише като

$$S = A + R + B \text{ dB}. \quad (6.3)$$

Всички членове на уравн. 6.3 трябва да бъдат изразени в dB. Коэффициентът на многократно отражение  $B$  може да се пренебрег-

\*Вж. приложение А за обсъждане на децибелите. (Б. а.)

не, ако загубите на отражение  $A$  са по-големи от 10 dB. От практическа гледна точка коефициентът  $B$  може също така да се пренебрегне за електрически полета и за плоски вълни.

## ХАРАКТЕРИСТИЧЕН И ВЪЛНОВ ИМПЕДАНС

В настоящия раздел се използват следните характеристични константи на средата на разпространение:

Магнитна проницаемост $\mu(4\pi \times 10^{-7} \text{ Н/м за свободно пространство})$
Диелектрична проницаемост $\epsilon(8,85 \times 10^{-12} \text{ F/m за свободно пространство})$
Проводимост $(\sigma/5,82 \times 10 \text{ mhos/m за мед})$

За някои електромагнитни вълни вълновият импеданс се определя като

$$Z_w = \frac{E}{H}. \quad (6.4)$$

Характеристичният импеданс на средата се определя (Найт, 1974) чрез следния израз:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}}. \quad (6.5)$$

При плоска вълна в далечно поле  $Z_0$  е също така равен на вълновия импеданс  $Z_w$ . За изолатори ( $\sigma \ll j\omega\epsilon$ ) характеристичният импеданс става

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}. \quad (6.6)$$

В свободно пространство  $Z_0$  е равно на 377  $\Omega$ . В случай на проводници ( $\sigma \gg j\omega\epsilon$ ) характеристичният импеданс представлява т. нар. импеданс на екрана  $Z_s$  и става

$$Z_s = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} (1 + j), \quad (6.7 a)$$

$$|Z_s| = \sqrt{\frac{\omega\mu}{\sigma}}. \quad (6.7 б)$$

За меден материал за честота 1 kHz  $|Z_s|$  е равен на  $1,16 \cdot 10^{-5} \Omega$ . При заместване на числените стойности за константите от уравн. 6.7б се получават следните резултати:

За мед

$$|Z_s| = 3,68 \times 10^{-7} \sqrt{f}. \quad (6.8 a)$$

За алуминий

$$|Z_s| = 4,71 \times 10^{-7} \sqrt{f}. \quad (6.8 б)$$

За стомана

$$|Z_s| = 3,68 \times 10^{-5} \sqrt{f}. \quad (6.8 в)$$

За някакъв проводник

$$|Z_s| = 3,68 \times 10^{-7} \sqrt{\frac{\mu_r}{\sigma_r}} \sqrt{f}. \quad (6.8 г)$$

Типичните стойности на относителната магнитна проницаемост ( $\mu_r$ ) и на относителната проводимост ( $\sigma_r$ ) са дадени в табл. 6.1

Таблица 6.1

Относителна проводимост и относителна магнитна проницаемост

Материал	Относителна проводимост $\sigma_r$	Относителна магнитна проницаемост $\mu_r$
Сребро	1,05	1
Мед — закалена	1,00	1
Злато	0,70	1
Алуминий	0,61	1
Месинг	0,26	1
Никел	0,20	1
Бронз	0,18	1
Калай	0,15	1
Стомана (SAE 1045)	0,10	1000
Олово	0,08	1
Монел	0,04	1
Неръждаема стомана (430)	0,02	500

## ЗАГУБИ НА ПОГЛЪЩАНЕ

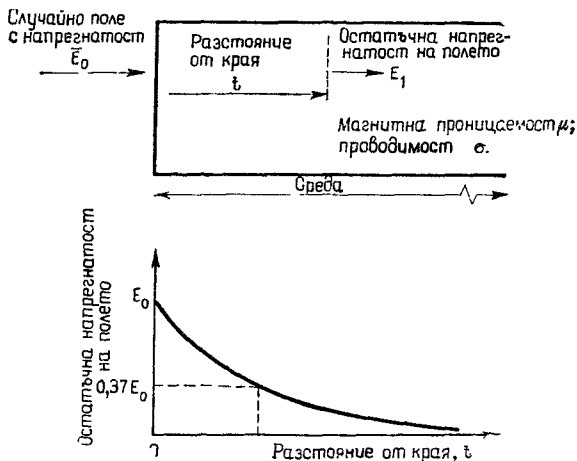
При разпространение на електромагнитна вълна през дадена среда нейната амплитуда намалява експоненциално [Найт, 1974], както е показано на фиг. 6.6. Това намаление се получава, защото токовете, индуцирани в средата, създават омически загуби и нагряване на материала. Следователно може да се запише

$$E_1 = E_0 e^{-t/\delta} \quad (6.9)$$

и

$$H_1 = H_0 e^{-t/\delta}, \quad (6.10)$$

където  $E_1(H_1)$  е напрегнатостта на полето на разстояние  $t$  в средата, както е посочено на фиг. 6.6. Необходимото разстояние за затихване на вълната до  $1/e$  или 37% от нейната първоначална стойност се определя като дълбочина на слоя, която е равна на



Фиг. 6.6. Електромагнитни вълни, преминаващи през абсорбираща среда, затихват експоненциално

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \text{ м.}^* \quad (6.11 \text{ а})$$

За да се достигне до израз за типична дълбочина на слоя за реални материали, уравн. 6.11а може да се преобразува по подходящ начин. При заместване на  $\mu$  и  $\sigma$  с техните числени стойности за дълбочината на слоя се получава

$$\delta = \frac{66}{\sqrt{f \mu_r \sigma_r}} \text{ г.м.} \quad (6.11 \text{ б})$$

Някои типични стойности за дълбочина на слоя на мед, алуминий и стомана са дадени в табл. 6.2.

Загубите на поглъщане през екран сега могат да бъдат изразени като

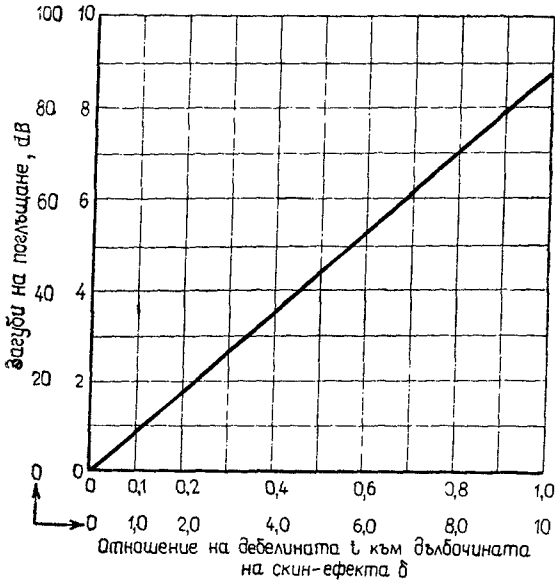
$$A = 20 \left( \frac{t}{\delta} \right) \log(e) \text{ dB}, \quad (6.12 \text{ а})$$

$$A = 8,69 \left( \frac{t}{\delta} \right) \text{ dB}. \quad (6.12 \text{ б})$$

Дълбочина на слоя, изчислена съгласно уравн. 6.11 а, е в метри при използване на константите, дадени на стр. 150 (Система MKS). (Б.а.)

Дълбочина на слоя за различни материали

Честота	$\delta$ за мед (mm)	$\delta$ за алуминий (mm)	$\delta$ за стомана mm
60 Hz	8,51	10,90	0,86
100 Hz	6,60	8,46	0,66
1 kHz	2,08	2,67	0,20
10 kHz	0,66	0,84	0,08
100 kHz	0,20	0,28	0,02
1 MHz	0,08	0,08	0,008
10 MHz	0,02	0,03	0,002

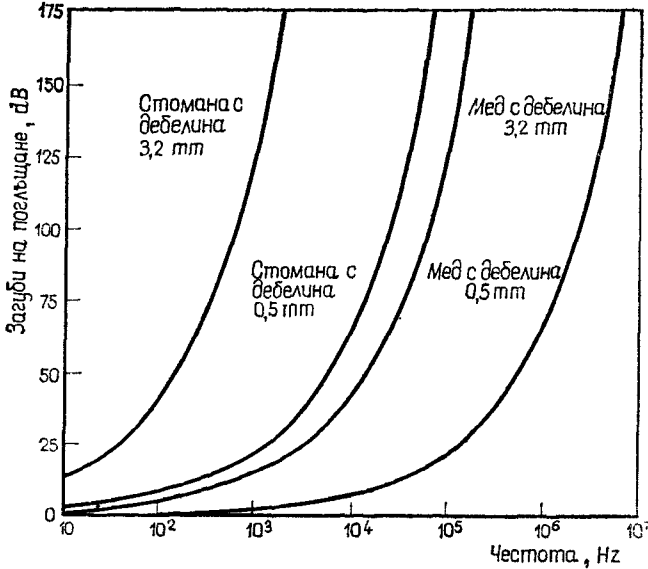


фиг. 6.7. Загубите на поглъщане са пропорционални на дебелината и обратно пропорционални на дълбочината на скин-ефекта на средата. Тази графична зависимост може да бъде използвана за електрически полета, магнитни полета или повърхностни вълни

Както може да се види от горното уравнение, загубите на поглъщане в екран с дебелина една дълбочина на слоя са приблизително равни на 9 dB.

Удвояването на дебелината на екрана води до удвояване на загубите в dB.

Фиг. 6.7 дава графичната зависимост на загубите на поглъщане в dB от отношението  $t/\delta$ . Графиката е приложима за плоски вълни, електрически полета или магнитни полета.



Фиг. 6.8. Загубите на поглъщане нарастват с увеличаване на честотата и дебелината на екрана; стоманата притежава по-големи загуби на поглъщане, отколкото мед със същата дебелина

При заместване на уравн. 6.11б в уравн. 6.12б се получава следният израз за загубите на поглъщане:

$$A = 0,132 t \sqrt{f} \mu, \sigma, \text{ dB.} \quad (6.13)$$

В това уравнение  $t$  е равно на дебелината на екрана в mm. Табл. 6.1 дава относителната проводимост и относителната магнитна проницаемост на различни материали, подходящи за използване като екрани.

Графичната зависимост на загубите на поглъщане от честотата е показана на фиг. 6.8 за две дебелини на мед и стомана. Както може да се види, тънък меден лист (0,51 mm) създава значителни загуби на поглъщане (66dB) за честота 1MHz, но в действителност няма загуби за честоти под 1000 Hz. Фиг. 6.8 ясно показва предимствата на стоманата пред медта за създаване на загуби на поглъ-

щане. Обаче даже при използване на стомана за създаване на чувствителни загуби на поглъщане на честоти под 1000 Hz трябва да се използват дебели стоманени листове.

### ЗАГУБИ НА ОТРАЖЕНИЕ

Загубите на отражение на границата между две среди се дължат на разликата в характеристичните импеданси на средите, както е показано на фиг. 6.9. Напрегнатостта на преминалата вълна от среда с импеданс  $Z_1$  в среда с импеданс  $Z_2$  (Hayt, 1974) е

$$E_1 = -\frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} E_0, \quad (6.14)$$

и

$$H_1 = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} H_0. \quad (6.15)$$

$E_0(H_0)$  е напрегнатостта на палящата вълна, а  $E_1(H_1)$  е напрегнатостта на преминалата вълна.

Когато вълната преминава през екран, тя среща две гранични повърхности, както е показано на фиг. 6.10. Втората граница е между средата с импеданс  $Z_2$  и средата с импеданс  $Z_1$ . Преминалата вълна  $E_t(H_t)$  през тази граница се дава чрез

$$E_t = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} E_1, \quad (6.16)$$

и

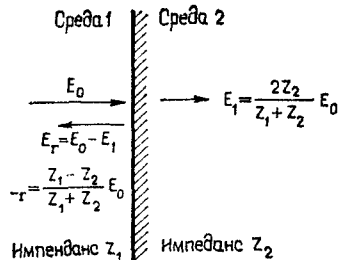
$$H_t = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} H_1. \quad (6.17)$$

Ако екранът е дебел\* в сравнение с дълбочината на слоя, напрегнатостта на пълната преминала вълна може да се намери чрез заместване на урavn. 6.14 и 6.15 съответно в урavn. 6.16 и 6.17. При това са пренебрегнати загубите на поглъщане, които бяха отчетени преди. Следователно за дебелостенен екран пълната преминала вълна е

$$E_t = \frac{4Z_1 Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} E_0, \quad (6.18)$$

и

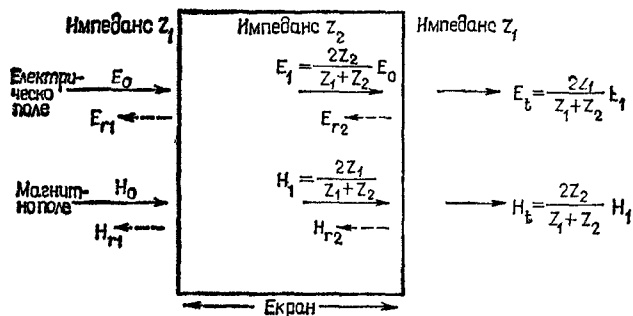
$$H_t = \frac{4Z_1 Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} H_0. \quad (6.19)$$



Фиг. 6.9. Една случайна вълна е частично отразена от и частично прониква през прехода между две среди. Предадената вълна е  $E_1$  и отразената вълна е  $E_r$ .

\*Ако екранът не е достатъчно дебел, настъпват многократни отражения между двете гранични повърхности, тъй като загубите на поглъщане вътре в екрана са малки. (Б. а.).

Трябва да се отбележи, че макар че електрическото и магнитното поле се отразяват по различен начин на всяка граница, чистото влияние на двете граници е еднакво и за двете полета. Ако екранът е метален и обкръжава една изолационна среда, тогава  $Z_1 \gg Z_2$ .



Фиг. 6.10. Частично отражение и предаване възниква от двете страни на екрана

При тези условия най-голямо отражение (най-малка преминала вълна) настъпва, когато вълната навлезе вътре в екрана (първата граница) при електрически полета и когато вълната напусне екрана (втората граница) при магнитни полета. Тъй като основното отражение настъпва на първата гранична повърхност в случая на електрически полета, даже много тънки материали осигуряват добри загуби на отражение. При магнитни полета обаче основното отражение става на втората гранична повърхност и както ще бъде показано по-късно, многократните отражения вътре в екрана намаляват ефективността на екранирането. При  $Z_1 \gg Z_2$  уравн. 6.18 и 6.19 се свеждат до

$$E_t = \frac{4Z_2}{Z_1} E_0 \quad (6.20)$$

и

$$H_t = \frac{4Z_2}{Z_1} H_0. \quad (6.21)$$

При заместване на  $Z_1$  с вълновия импеданс  $Z_w$  и на  $Z_2$  с импеданса на екрана  $Z_s$  загубите на отражение както за  $E$  така и за  $H$  полета могат да се напишат като

$$R = 20 \log \frac{|Z_w|}{4|Z_s|} \text{ dB}, \quad (6.22)$$

където

$Z_w =$  импеданс на вълната, преди да навлезе в екрана (уравн. 6.7),



$Z_s$  = импеданс на екрана (уравн. 6.8).

Уравненията на загубите се отнасят за плоска вълна, която се разпространява перпендикулярно на граничния преход. Ако вълната се доближи до прехода под ъгъл, а не перпендикулярно, загубите на отражение нарастват с ъгъла на разпространение. Резултатите могат да се приложат към други типове вълни, а не само за плоски, тъй като едно случайно поле може да се образува от суперпозицията на плоски вълни. Резултатите могат да се приложат и към криви гранични повърхности при радиус на кривата, много по-голям от дълбочината на слоя.

## ЗАГУБИ НА ОТРАЖЕНИЕ ПРИ ПЛОСКИ ВЪЛНИ

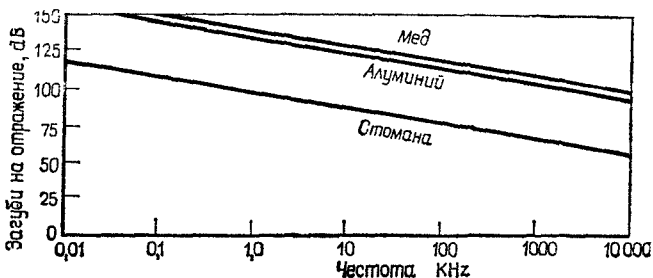
При плоска вълна (далечно поле) вълновият импеданс  $Z_w$  е равен на характеристичния импеданс на свободно пространство  $Z_0$  (377  $\Omega$ ). Следователно уравн. 6.22 става

$$R = 20 \log \frac{94,25}{|Z_s|} \text{ dB.} \quad (6.23 a)$$

При заместване уравн. 6.8 за ( $Z_s$ ) и преобразуване на уравнение 6.23a се получава

$$\bar{R} = 168 - 10 \log (\bar{\mu}_r f / \sigma_r) \text{ dB.} \quad (6.23 б)$$

Колкото по-нисък е импедансът на екрана, толкова по-големи са загубите на отражение. Импедансът на екрана може да се намали чрез използване на материали с висока проводимост и ниска магнитна проницаемост. Фиг. 6.11 дава графичната зависимост на загубите на отражение от честотата за три материала: мед, алу-

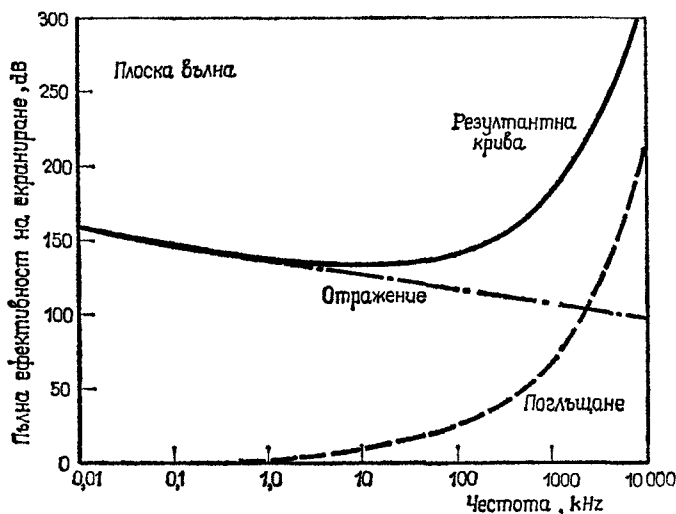


Фиг. 6.11. Загубите на отражение за повърхностни вълни са най-големи за ниски честоти и за високопроводим материал

миний и стомана. Сравнението на графиките с тези от фиг. 6.8 показва, че макар стоманата да има по-големи загуби на поглъщане, отколкото медта, тя има по-малки загуби на отражение.

## СМЕСЕНИ ЗАГУБИ НА ПОГЛЪЩАНЕ И ОТРАЖЕНИЕ ПРИ ПЛОСКИ ВЪЛНИ

Пълните загуби при плоски вълни в далечното поле са комбинация от загубите на поглъщане и от загубите на отражение, както е показано в уравни. 6.3. Корекционният фактор на многократно отражение  $B$  обикновено може да се пренебрегне за плоски вълни,



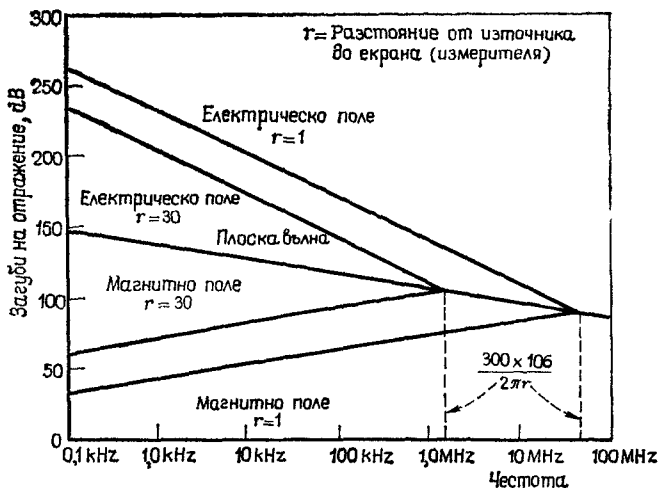
Фиг. 6.12. Ефективност на екраниране за меден екран с дебелина 0,5 mm в далечното поле

тъй като загубите на отражение са много големи, а корекционният фактор е малък. Ако загубите на поглъщане са по-големи от 1dB, корекционният член е по-малък от 11dB; ако загубите на поглъщане са по-големи от 4dB, корекцията е по-малка от 2dB.

Фиг.6.12 показва пълното затихване или ефективността на екраниране за меден екран с дебелина 0,5 mm. Както може да се види, загубите на отражение се намаляват с повишаване на честотата; това, е защото с повишаване на честотата импедансът на екрана  $Z_s$  също се повишава. Загубите на поглъщане обаче се повишават с честотата вследствие на намаляването на дълбочината на слоя. Минимална ефективност на екраниране настъпва някъде за средни честоти в случая за 10kHz. От фиг. 6.12 е очевидно, че за ниски честоти загубите на отражение представляват почти цялото затихване, докато по-голямата част от затихването на високи честоти се пада на загубите на поглъщане.

## ЗАГУБИ НА ОТРАЖЕНИЕ В БЛИЗКОТО ПОЛЕ

В близкото поле отношението на електрическото поле към магнитното поле не се определя от характеристикния импеданс на средата. Вместо това отношението на електрическото поле към магнитното зависи повече от параметрите на източника (антената). Ако източникът има високо напрежение и малък ток, вълновият



Фиг. 6.13. Загубите на отражение в медния екран варират с промяната на честотата, разстоянието до източника и вида на вълната

импеданс е по-голям от  $377 \Omega$  и полето ще бъде с висок импеданс или електрическо поле. Ако източникът има ниско напрежение и голям ток, вълновият импеданс ще бъде по-малък от  $377 \Omega$  и полето ще бъде с нисък импеданс или магнитно поле.

Тъй като загубите на отражение (уравн. 6.22) са функция на отношението между вълновия импеданс и импеданса на екрана, загубите на отражение ще варират с вълновия импеданс. Полето с висок импеданс (електрическо) следователно има по-високи загуби на отражение, отколкото плоската вълна. Аналогично полето с нисък импеданс (магнитно) има по-ниски загуби на отражение, отколкото плоската вълна. Това е показано на фиг. 6.13 за меден екран, поставен на разстояние от източника  $1m$  и  $30m$ . Също така на фигурата за сравнение са показани и загубите на отражение за плоска вълна.

За някои определени разстояния между източника и екрана трите криви (електрическо поле, магнитно поле и плоска вълна) от фиг. 6.13 се сливат за честота, при която разстоянието между

източника и екрана става равно на  $\lambda/2\pi$ . При разстояние 30 m кривите на електрическото и магнитното поле се сливат за честота 1,6 MHz.

Графиките на фиг. 6.13 се отнасят за точковидни източници, създаващи само електрическо или само магнитно поле. Повечето реални източници излъчват комбинирано електрически и магнитни полета. Загубите на отражение за реален източник остават някъде между кривите на електрическото и магнитното поле, показани на фигурата.

Фиг. 6.13 показва, че загубите на отражение за електрическо поле намаляват с повишаване на честотата, докато разстоянието между източника и екрана стане равно на  $\lambda/2\pi$ . При големи разстояния загубите на отражение при магнитното поле се увеличават с повишаване на честотата също така, докато разстоянието между екрана и източника стане равно на  $\lambda/2\pi$ . След тази точка загубите започват да намаляват в същата степен, както тези при плоска вълна.

### ЗАГУБИ НА ОТРАЖЕНИЕ ПРИ ЕЛЕКТРИЧЕСКО ПОЛЕ

Вълновият импеданс като резултат от точковиден източник на електрическо поле може приблизително да бъде изразен чрез следващото уравнение, където  $r < \lambda/2\pi$ :

$$|Z_w| \approx \frac{1}{2\pi f \epsilon r}, \quad (6.24)$$

където  $r$  е разстоянието от източника до екрана в метри, а  $\epsilon$  е диелектричната проницаемост. Загубите на отражение могат да бъдат определени чрез заместване на урavn. 6.24 в урavn. 6.22, при което се получава

$$R_e = 20 \log \frac{1}{8\pi f \epsilon r |Z_s|} \text{ dB}, \quad (6.25)$$

или

$$R_e = 20 \log \frac{4,5 \times 10^9}{fr |Z_s|} \text{ dB}, \quad (6.26)$$

където  $r$  е в метри. Характеристичният импеданс на екрана  $Z_s$  може да се определи от урavn. 6.8z.

На фиг. 6.13 кривите на електрическото поле са графично изображение на урavn. 6.26 за меден екран на разстояния от източника 1 m и 30 m. Уравнението и графиката дават загубите на отражение на определено разстояние от точковиден източник, създаващ чисто електрическо поле. Действителният източник на електрическо поле има известен малък компонент магнитно поле в допълнение към електрическото поле. Следователно загубите на отражение ще бъдат някъде между кривите на електрическото поле и тези на плоската вълна на фиг. 6.13. Тъй като нормално не

може да се установи къде точно между тези две криви ще попадне източникът, обикновено за определяне на загубите на отражение при електрическо поле се използват изразите за изчисляване на загуби при плоска вълна (уравн. 6.23). Действителните загуби на отражение са равни или по-големи от изчислените съгласно из-  
раза 6.23.

## СМЕСЕНИ ЗАГУБИ НА ПОГЛЪЩАНЕ И ОТРАЖЕНИЕ ПРИ ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ПОЛЕТА

Пълните загуби за електрическо поле се получават чрез обе-  
диняване на загубите на поглъщане (уравн. 6.13) и загубите на  
отражение (уравн. 6.23) съгласно уравн. 6.3. Корекционният  
фактор за многократно отражение  $B$  обикновено се пренебрегва  
при електрическо поле, тъй като загубите на отражение са много  
големи, а корекционният фактор е малък. *Загубите на отраже-  
ние са основният екраниращ механизъм за електрически полета.*

## ЗАГУБИ НА ОТРАЖЕНИЕ ПРИ МАГНИТНО ПОЛЕ

Вълновият импеданс вследствие на точковиден източник на  
магнитно поле може да се изрази приблизително чрез следващото  
уравнение при допускане  $r < \lambda/2\pi$

$$|Z_w|_m = 2\pi f \mu r, \quad (6.27)$$

където  $r$  е разстоянието от източника до екрана, а  $\mu$  е магнитната  
проницаемост. Загубите на отражение се определят чрез замест-  
ване на уравн. 6.27 в уравн. 6.22, като се получава

$$R_m = 20 \log \frac{2\pi f \mu r}{4|Z_s|} \text{ dB} \quad (6.28)$$

или

$$R_m = 20 \log \frac{1,97 \times 10^{-6} f r}{Z_s} \text{ dB} \quad (2.29 \text{ a})$$

където  $r$  е в метри. При заместване на уравн. 6.8г за  $|Z_s|$  и при  
преобразуване на уравн. 6.29а се получава

$$R_m = 14,6 + 10 \log \left( \frac{f r^2 \sigma_r}{\nu_r} \right) \text{ dB}, \quad * \quad (6.29 \text{ б})$$

\* Ако при решението се получи отрицателна стойност за  $R$ , вместо нея се  
използва стойност  $R = 0$  и се пренебрегва корекционният фактор на много-  
кратно отражение  $B$ . Ако решението за  $R$  е положително число и близко до  
нула, уравн. 6.29 е решено с малка грешка. Тя се дължи на това, че допус-  
кането  $Z_1 \gg Z_2$ , направено при преобразуване на уравнението, не е задоволи-  
телно за този случай. Тази грешка е равна на 3,8дВ, когато  $R$  е равно на нула,  
и намалява с увеличаването на стойността на  $R$ . От практическа гледна точка  
обаче тази грешка може да се пренебрегне. (Б. а.)

където  $r$  е в метри.

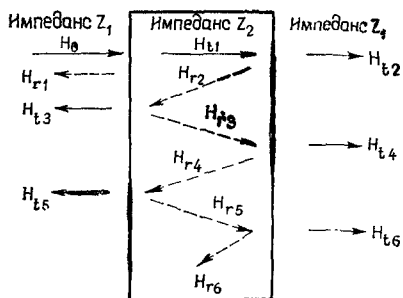
На фиг. 6.13 кривите на магнитното поле представляват графично изображение на уравн. 6.29 за меден екран на разстояние от източника, равно на 1m и 30 m.

Уравн. 6.29 и графиката на фиг. 6.13 дават загубите на отражение на определено разстояние от точковиден източник, създаващ чисто магнитно поле. Повечето реални източници на магнитно поле имат малка компонента на електрическо поле допълнително към магнитното поле и загубите на отражение остават някъде между линията на загубите на магнитно поле и тези на плоска вълна от фиг. 6.13. Тъй като нормално не може да се установи къде точно между две криви ще попадне действителният източник, за определяне на загубите на отражение при магнитно поле ще се използва уравн. 6.29. Действителните загуби на отражение тогава ще бъдат най-малко равни или по-големи от изчислените съгласно уравн. 6.29.

Когато разстоянието от източника до екрана е неизвестно, обикновено се приема допускането, че за ниски честоти магнитните загуби на отражение при близко поле са равни на нула.

## МНОГОКРАТНИ ОТРАЖЕНИЯ В ТЪНКИ ЕКРАНИ

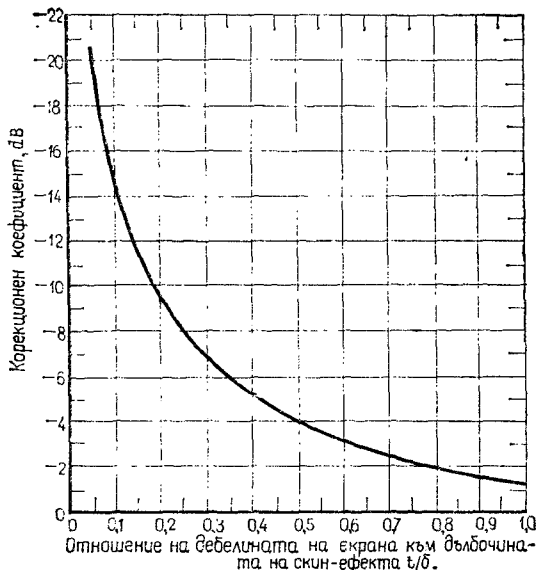
Ако екранът е тънкостепен, отразената вълна от втората гранична повърхност се преотразява в първата гранична повърхност и отново се връща към втората граница, за да се отрази пак към първата граница и т. н., както е показано на фиг. 6.14. Тези многократни отражения могат да се пренебрегнат при дебелостепенен екран, тъй като загубите на поглъщане са високи. По времето, когато вълната достига за втори път до втората гранична повърхност, тя вече е с пренебрежимо малка амплитуда, тъй като при това вълната преминава през дебелината на стената на екрана три пъти.



Фиг. 6.14. Многократни отражения възникват при тънък екран; част от вълните се излъчват през екрана при всяко едно отражение

При електрическите полета по-голямата част от разпространяващата се вълна се отразява още от първата гранична повърхност и само малък процент от нея преминава навътре в екрана. Това може да се види от уравн. 6.14 и от обстоятелството  $Z_2 \ll Z_1$ . Следователно многократните отражения вътре в екрана за електрическо поле могат да се пренебрегнат.

При магнитните полета по-голямата част от разпространяващата се вълна прониква през първата гранична повърхност вътре в екрана, както е показано на фиг. 6.15, когато  $Z_2 \ll Z_1$ . Величината на преминалата вълна е в действителност двойно по-голяма от разпространяващата се първоначална вълна. Получаването на



Фиг. 6.15. Корекционен фактор ( $B$ ) при загуби от многократно отражение за тънки екрани с магнитни полета

тази голяма стойност на магнитното поле се дължи на многократните отражения вътре в екрана.

Корекционният фактор за многократно отражение на магнитните полета в екран с дебелина на стената  $t$  и дълбочина на слоя  $\delta$  е

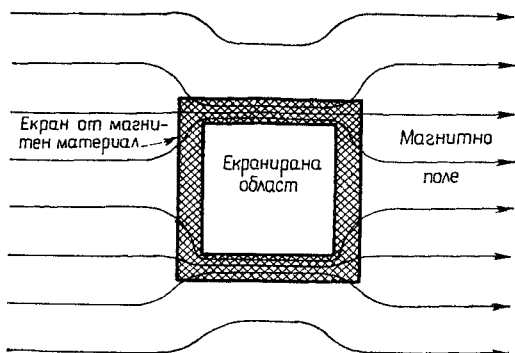
$$B = 20 \log (1 - e^{-2t/\delta}) \text{ dB} \quad * \quad (6.30)$$

Фиг. 6.15 дава графичната зависимост на корекционния фактор  $B$  във функция от отношението  $t/\delta$ . Трябва да се отбележи, че корекционният фактор е отрицателно число, което означава, че при тънки екрани ефективността на екраниране е по-малка вследствие на отраженията в екрана.

\*Вж. приложение B за изчисление на този израз. (Б. а.)

## СМЕСЕНИ ЗАГУБИ НА ПОГЛЪЩАНЕ И ОТРАЖЕНИЕ ПРИ МАГНИТНИ ПОЛЕТА

Пълните загуби за магнитното поле се получават чрез обединяване на загубите на поглъщане (уравн. 6.13) и загубите на отражение (уравн. 6.29) съгласно уравн. 6.3. Ако екранът е дебелостенен (загуби на поглъщане  $> 10\text{dB}$ ), корекционният фактор за много-



Фиг. 6.16. Магнитният материал, използван като екран, създава път с ниско магнитно съпротивление за магнитното поле, като го отклонява около екранираната област

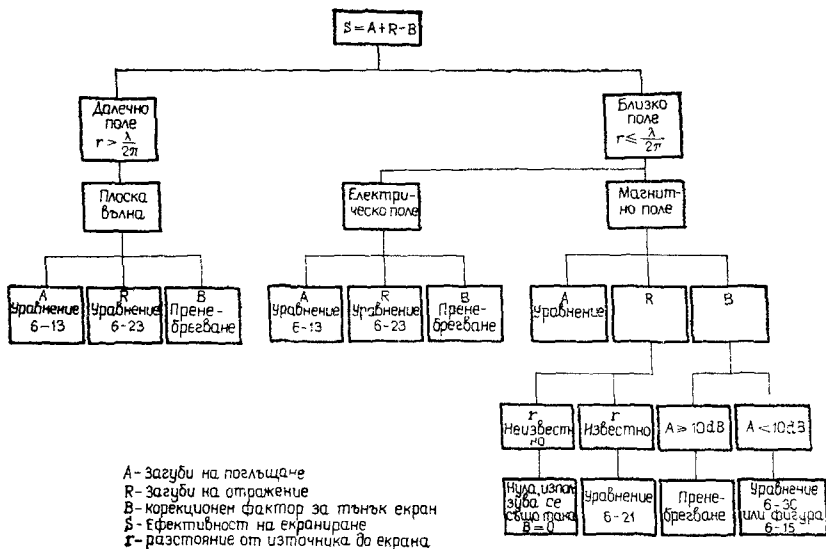
кратно отражение  $V$  може да се пренебрегне. Ако екранът е тънкостенен, корекционният фактор съгласно уравн. 6.30 или фиг. 6.15 трябва да се включи в изчисленията.

В близкото поле загубите на отражение за нискочестотно магнитно поле са малки. Вследствие на многократните отражения този ефект даже е повече подчертан при тънкостенен екран. *Основните загуби при нискочестотни магнитни полета са загубите на поглъщане.* Допълнителна защита спрямо нискочестотни магнитни полета може да се получи само чрез осигуряване на магнитен шунт с ниско магнитно съпротивление, който отклонява магнитните силови линии около схемата, която се екранира. Това е показано на фиг. 6.16.

## РЕЗЮМЕ НА ИЗРАЗИТЕ ЗА ЕКРАНИРАНЕ

Фиг. 6.17 представлява резюме на изразите, които бяха използвани за определяне на ефективността на екраниране при различни условия. Качествена оценка на екранирането чрез плътни екрани при различни условия се дава в рамките на резюмето в края на тази глава.





Фиг. 6.17. Резюме на ефективността на екраниране показва кои изрази са използвани за изчисление на ефективността на екраниране при различни условия

## МАГНИТЕН МАТЕРИАЛ КАТО ЕКРАН

Ако на мястото на добър провеждащ материал като екран се използва магнитен материал, се получава реално повишение на магнитната проницаемост  $\mu$  и намаление на проводимостта  $\sigma$  на екрана. В резултат на това се получават следните ефекти.

1. Повишават се загубите на поглъщане, тъй като за повечето магнитни материали магнитната проницаемост нараства в по-голяма степен, отколкото се намалява проводимостта на материала (вж. уравн. 6.13).

2. Намаляват се загубите на отражение, тъй като импедансът на екрана  $Z_s$  се повишава (вж. уравн. 6.23 б). Пълните загуби на екрана представляват сумата от загубите на поглъщане и загубите на отражение. При нискочестотни магнитни полета съществуват много малки загуби на отражение и основният механизъм за екраниране представляват загубите на поглъщане. При тези условия за предпочитане е използването на магнитен материал като екран за повишаване на загубите на поглъщане. При нискочестотни електрически полета или плоски вълни основният механизъм на екраниране представлява отражението. В този случай използването на магнитен материал като екран води до намаляване на екраниращия ефект.

Когато се използват магнитни материали като екран, трябва да се вземат пред вид три техни свойства, чието влияние често не се дооценява. Те са:

1. Намаляване на магнитната проницаемост с повишаване на честотата.

2. Магнитната проницаемост зависи от напрегнатостта на полето.

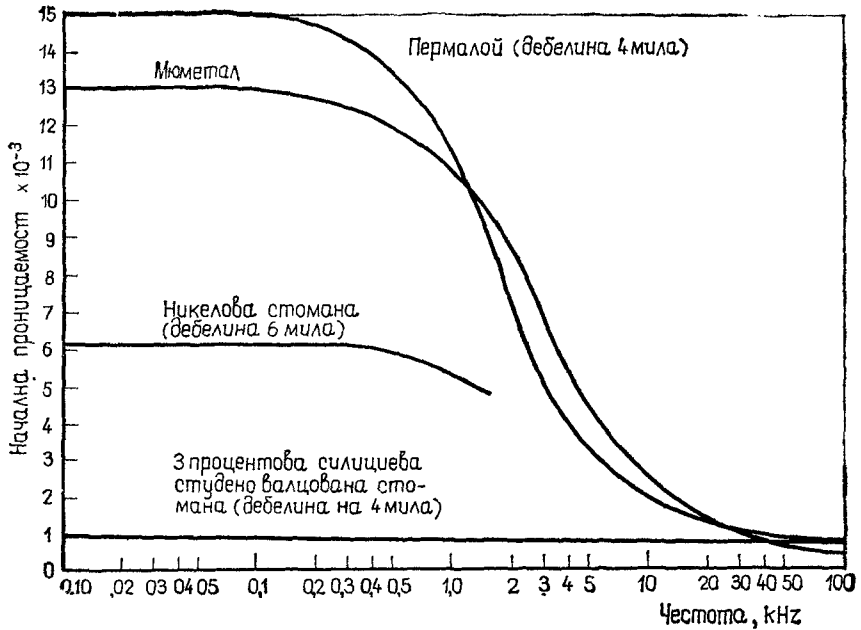
3. Обработването на магнитни материали с висока магнитна проницаемост, такива като мюметал, може да промени техните магнитни свойства.

В голяма част от справочната литература за магнитните материали се дават стойностите на статичната или постояннотоковата магнитна проницаемост. С повишаването на честотата магнитната проницаемост намалява. Обикновено колкото по-голяма е стойността на статичната магнитна проницаемост, толкова по-голямо е намалението ѝ с повишаване на честотата. Фиг. 6.18 показва графичната зависимост на магнитната проницаемост от честотата за различни магнитни материали. Както може да се види, мюметалът не е по-добър от студено валцуваната стомана за 100 kHz, въпреки че статичната му магнитна проницаемост е тринадесет пъти по-голяма от тази на студено валцуваната стомана. Материалите с висока магнитна проницаемост се използват най-вече като екрани против магнитни полета на честоти под 10 kHz.

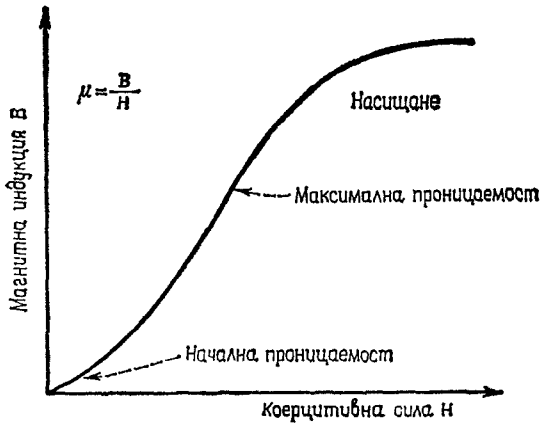
Приложимостта на магнитните материали като екрани зависи от напрегнатостта на полето  $H$ . Типична крива на намагнетизиране е дадена на фиг. 6.19. Статичната магнитна проницаемост е равна на отношението на  $B$  към  $H$ . Както може да се види, максимална магнитна проницаемост, а оттук и максимално екраниране се получават при средно ниво на напрегнатост на полето. При по-висока или при по-ниска напрегнатост на полето магнитната проницаемост, а оттук и екранирането са по-ниски. Влиянието на високата напрегнатост на полето се изразява в насищането на материала, което е различно в зависимост от типа на материала и неговата дебелина. При напрегнатости на полето над насищането магнитната проницаемост спада рязко. Изобщо колкото по-голяма е магнитната проницаемост, толкова по-малка е необходимата напрегнатост на полето, която причинява насищане. Повечето спецификации на магнитни материали дават най-добрата магнитна проницаемост, а именно тази, която е получена при оптимални честоти и напрегнатост на полето. Подобни спецификации могат да бъдат доста заблуждаващи.

За преодоляване явлениято на насищане се прилагат многослойни магнитни екрани. Един такъв пример е показан на фиг. 6.20. Тук първият екран (материал с малка магнитна проницаемост) се насища при високи нива и вторият екран (материал с висока магнитна проницаемост) се насища при ниски нива.

Първият екран намалява стойността на магнитното поле до ни-

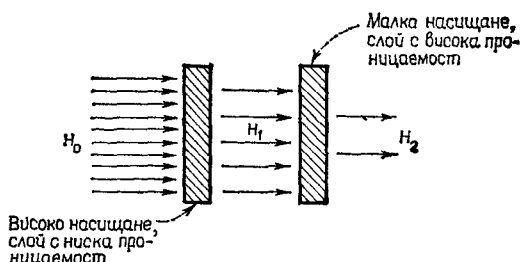


Фиг. 6.18. Връзка между магнитната проницаемост и честотата за различни магнитни материали



Фиг. 6.19. Типична крива на намагнетизиране. Магнитната проницаемост е равна на стръмността на кривата

во, което не може да причини насищане на втория материал, при това състояние вторият екран осигурява основното екраниране против магнитното поле. Такива екрани могат да бъдат също така



Фиг. 6.20. Многослойните магнитни екрани могат да бъдат използвани за преодоляване явленията на насищане

конструирани при използване на провеждащ материал, такъв като мед, за първи екран и магнитен материал за втори екран. Материалът с ниска магнитна проницаемост и висока степен на насищане винаги се разполага от страната на екрана към източника на магнитното поле. При някои по-сложни случаи може да се наложи поставянето на допълнителни слоеве на екрана, за да се получи исканото затихване на полето. Едно друго предимство на многослойните екрани е това, че се увеличават загубите на отражение вследствие на допълнителните отразяващи повърхности.

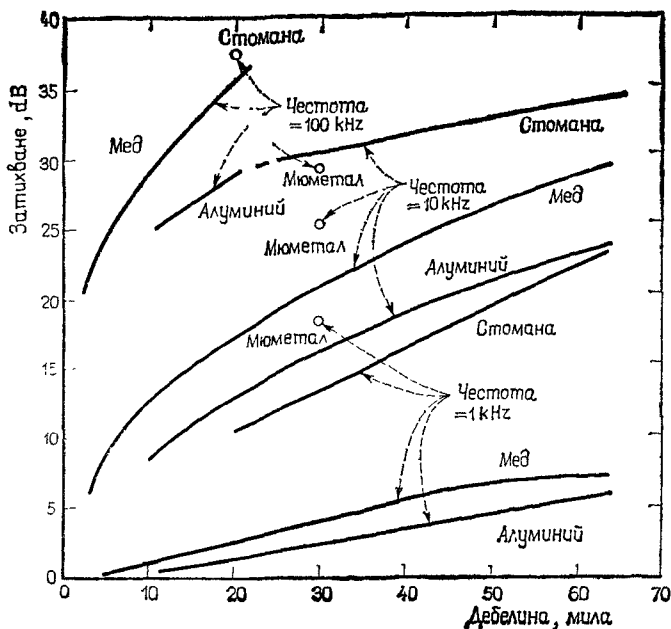
Механичната обработка на някои материали с висока магнитна проницаемост може да доведе до силно влошаване на техните магнитни свойства. Това може също така да се случи и ако материалът е подложен на падане или удари. В такива случаи материалът трябва да бъде закален отново по подходящ начин с цел да се възстановят неговите магнитни свойства.

## ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ ДАННИ

Резултатите от изпитванията за установяване ефективността на екраниране против магнитни полета на различни видове метални листове са дадени на фиг. 6.21 и 6.22. Измерванията са направени в близко поле при разстояние между източника и приемника 2,54mm. Екраните са с дебелина 0,08 mm до 1,5 mm и изпитвателната честота се изменя в обхвата от 1 до 100 kHz. Фиг. 6.21 ясно показва превъзходството на стоманата над медта за екраниране против магнитни полета за честота 1 kHz. Обаче за 100 kHz стоманата

вече е само малко по-добра от медта. Някъде за честоти между 100 kHz и 1 MHz е точката, в която медта става по-ефикасен екран, отколкото стоманата.

Фиг. 6.21 също така показва влиянието на честотата за мюметала като екран. За 1 kHz мюметалът е по-ефикасен от стома-



Фиг. 6.21. Експериментални данни за затихване на магнитното поле при метални екрани в близкото поле

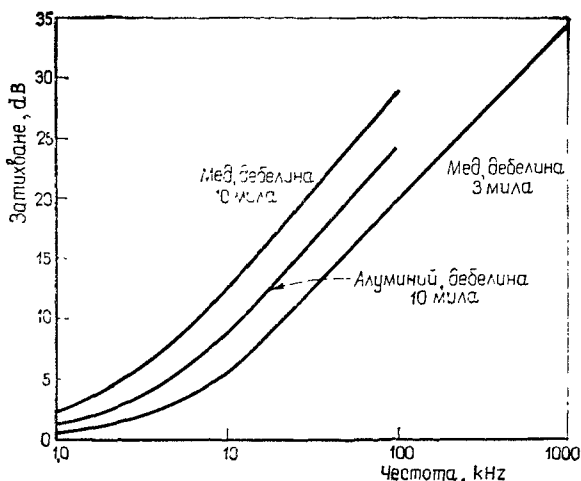
ната, но на 10 kHz стоманата е по-ефикасна от мюметала. За 100 kHz стоманата, медта и алуминият са по-добри, отколкото мюметалът.

На фиг. 6.22 някои от данните от фиг. 6.21 са преобразувани графично, за да се покаже затихването, получено през тънки екрани от мед и алуминий при различни честоти.

Изобщо магнитни материали, като стомана или мюметал са по-добри като екрани против магнитни полета за ниски честоти, отколкото добри провеждащи материали, като алуминий или мед. За високи честоти обаче високопровеждащите материали създават по-добро магнитно екраниране.

Ефективността на магнитно екраниране на плътни, немагнитни екрани нараства с повишаването на честотата. Следователно от интерес е да се направят измервания за ефективността на екраниране за най-ниската честота. Ефективността на екраниране на маг-

нитни материали може да се намали с повишаването на честотата вследствие на намалението на магнитната проницаемост. Ефективността на перфорирани екрани може също така да се намали с



Фиг. 6.22. Експериментални резултати от изпитванията за определяне на затихването на магнитното поле при провеждащи листове в близкото поле

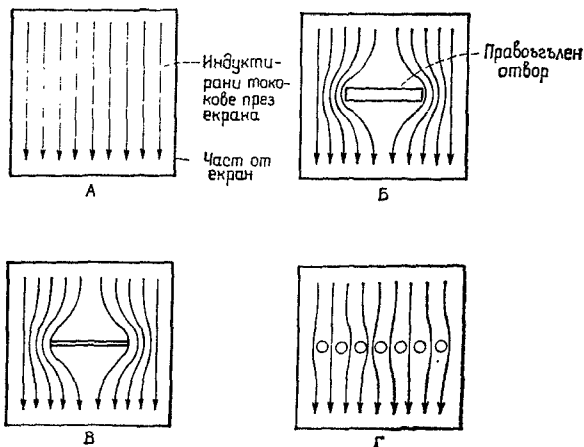
повишаването на честотата вследствие на увеличаването на утечката през отворите.

## ШЕВОВЕ И ОТВОРИ

Определянето на ефективността на екраниране в предишните раздели беше направено при допускането, че екранът е плътен и без шевове или отвори. Също така беше показано, че с изключение на нискочестотните полета е доста лесно да се постигне ефективност на екраниране, по-голяма от 90dB. На практика обаче повечето екрани не са плътни. В конструкцията трябва да бъдат предвидени капаци, вратички, отвори за проводници, за охлаждане, за ключове, за измерители, както и за механични връзки и процепи. Всички тези особености на конструкцията намаляват в значителна степен ефективността на екраниране. *В практическите случаи собствената ефективност на екраниране на материала е винаги по-малка вследствие утечните токове през процепите, механическите връзки и отвори.*

Нарушението на целостта на екрана обикновено влияе повече

на утечките при магнитно поле, отколкото на утечките при електрическо поле. Съответно се отделя по-голямо внимание на методите за намаляване до минимум утечките при магнитното поле. В почти всички случаи същите тези методи са приложими и за електрически полета.



Фиг. 6.23. Влияние на прекъсването на екрана върху индуктираните в него токове

Количеството на утечката през прекъсванията на екрани зависи главно от три неща:

1. Максимални линейни размери (не площ) на отвора.
2. Вълнов импеданс.
3. Честота на източника.

Обстоятелството, че не площта, а максималните размери определят количеството на утечката, може да бъде най-добре обяснено чрез прилагане теорията на веригите при екраниране. При този подход се допуска, че шумовите полета индуктират токове в екрана, които от своя страна създават допълнителни полета. Новосъздадените полета компенсират първоначалното поле в някои области на пространството. За да се получи такава компенсация, токовете през екрана трябва да протичат, без да им се влияе по начин, който допуска индуктирането им чрез разпространяващото се поле. Ако прекъсването на целостта на екрана принуждава индуктираните токове да протичат по различни пътища, ефективността на екраниране се намалява. Колкото по-нататък токовете принуден да протича чрез заобикаляне, толкова по-голямо ще бъде намаляването на ефективността на екраниране.

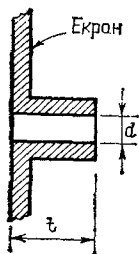
Фиг. 6.23 показва как нарушенията в целостта на екрана влияят на индуктираните токове в екрана. Фиг. 6.23А показва част

от екран, който е без нехомогенности. Фиг. 6.23Б показва как правоъгълен прорез предизвиква заобикаляне на протичащите индуктирани токове в екрана, откъдето следва, че се създава утечка. Фиг. 6.23 В показва много по-тясна от дължината си цепнатина. Такава тясна цепнатина има почти същия ефект, както и широкият прорез от фиг. 6.23Б, а следователно и създава същата утечка. Фиг. 6.23 Г показва как група от малки отвори има много по-малък ефект на заобикаляне на тока, отколкото прорезът на фиг. 6.23Б и следователно се създава по-малка утечка, даже и ако цялата площ на отворите е същата, както на процепа. Оттук става очевидно, че *голям брой малки отвори създават по-малка утечка, отколкото голям отвор със същата еквивалентна площ.*

Правоъгълният процеп от фиг. 6.23 Б или В образува процепна антена. Подобна антена, даже и много тясна, може да причини значителна утечка, ако е по-дълга от  $\frac{1}{100}$  дължина на вълната. Шевовете и механическите връзки често пъти образуват много ефикасни процепни антени. Максимално излъчване може да се получи при процепна антена с дължина, равна на половината дължина на вълната.

### ВЪЛНОВОД ПОД ЧЕСТОТАТА НА СРЕЗА

Допълнително затихване може да се получи от отвор във формата на вълновод, показан на фиг. 6.24. Вълноводът има гранична честота, под която става атенюатор. Затихването в него е функция от дължината  $t$  на вълновода. За кръгъл вълновод граничната честота е



$$f_c = \frac{2,72 \times 10^8}{d} \text{ Hz}, \quad (6.31)$$

където  $d$  е диаметърът в mm. За правоъгълен вълновод граничната честота е

$$f_c = \frac{2,32 \times 10^8}{l} \text{ Hz}, \quad (6.32)$$

където  $l$  е най-големият размер на напречното сечение на вълновода в mm.

Фиг. 6.24. Напречно сечение на отвор във форма на вълновод с диаметър  $d$  и дължина  $t$

Докато работната честота е много по-малка от граничната честота, ефективността на екраниране за магнитно поле на кръгъл вълновод (Quine, 1957) е

$$S = 32 \frac{t}{d} \text{ dB}, \quad (6.33)$$



където  $d$  е диаметърът, а  $t$  е дължината на вълновода, показан на фиг. 6.24. За правоъгълен вълновод (Quine, 1957)

$$S = 27,2 \frac{t}{l} \text{ dB}, \quad (6.34)$$

където  $l$  е най-големият линейен размер на напречното сечение на вълновода, а  $t$  е неговата дължина. Вълновод с дължина три пъти диаметъра осигурява екраниране, по-голямо от 100 dB.

Ако отворът в екрана има диаметър, по-малък от дебелината на екрана, се образува вълновод. В този случай дължината на вълновода е равна на дебелината на екрана.

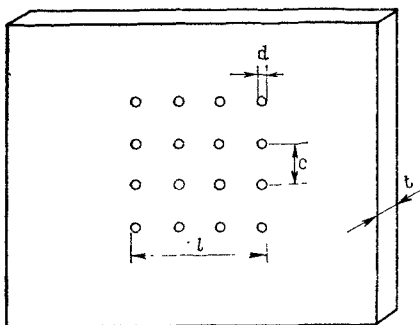
### КРЪГЛИ ОТВОРИ

Общоприетият начин за осигуряване на вентилация е използването на конфигурацията, показана на фиг. 6.25. Чертежът показва част от екран, съдържащ квадратна конфигурация от кръгли отвори. Диаметърът на отвора е  $d$ , разстоянието между центровете на отворите е  $c$  и външният размер на площта с отвори е  $l$ .

Quine (1957) е показал, че ефективността\* на екраниране за магнитното поле е

$$S = 20 \log \frac{c^2 l}{d^3} + 32 \frac{t}{d} + 3,8 \text{ dB}. \quad (6.35)$$

Уравнението показва, че ефективността на екраниране е независима от честотата и се прилага, когато се изпълнява условието  $d$  да бъде по-малко от  $\lambda/2\pi$ . За правоъгълна конфигурация от отвори с външни размери  $l_1$  и  $l_2$  в уравн. 6.35 се използва усредняването  $l = \sqrt{l_1 l_2}$ . Първият член на уравнението представлява утечката през отворите в тъкостенен екран. Този член означава, че ефективността на екраниране е обратно пропорционална на диаметъра на отвора на трета степен и право пропорционална на квадрата от разстоянието между центровете



Фиг. 6.25. Част от екран, съдържащ разположени в квадрат кръгли отвори

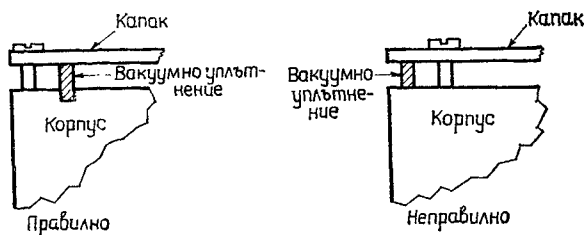
\*Ефективността на екраниране в този случай се изразява в повишението на затихването, създадено от комбинацията отвори над това, което би създава пълната площ ( $l \times l$ ), ако се отстрани от екрана. (Б. а.)

те на отворите. Вторият член представлява корекционен коефициент на дебелината на стената, получен при разглеждането на всеки отвор като вълновод за честота под граничната му честота

## ПРОВЕЖДАЩИ ВАКУУМНИ УПЛЪТНЕНИЯ

Съединенията между металните части, направени чрез плътно заваряване или спояване, осигуряват максимално екраниране. Занитването и завинтването са по-малко желани връзки. Ако се използват винтове, те трябва да бъдат притегнати колкото е възможно по-добре. Трябва да се опита всичко, за да се осигури пълен електрически контакт в мястото на съединението, за да се избегне образуването на процепна антена. Желателно е да се използват свързващи уплътнения за защита против електромагнитните интерференции (ЕМИ). Това са провеждащи уплътнители, които при достатъчно притискане осигуряват качествен електрически контакт в мястото на съединението. Те са в състояние да отстраняват утечки при съединения на честоти от под килохерц до десетки гигахерци.

Един от най-често срещаните типове уплътнители против ЕМИ е от изплетена мрежа от проводници. Мрежата се прави във вид на ленти с правоъгълно или кръгло напречно сечение или в съответно подходяща форма. Уплътнителите се правят от различни материали, като стоманено-медна сплав, посребрен месинг, алуминий и монел. Използуваните за уплътнители материали трябва да бъдат галванично съвместими с покривната повърхност, за да

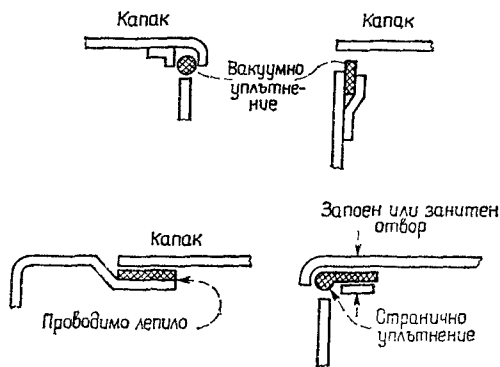


Фиг. 6.26. Уплътнения срещу ЕМИ, правилен и неправилен монтаж

се намали корозията. По тази причина монел и посребрен месинг обикновено не трябва да се използват при алуминиеви корпуси.

Фиг. 6.26 показва правилния и неправилен начин на монтиране на уплътнители против ЕМИ между корпуса и канала. Уплътнителят трябва да се постави в процеп от вътрешната страна на винта, за да се избегне получаването на утечка около отвора на

винта. За осигуряване на надежден електрически контакт в мястото на механическите съединения или шевове металът трябва да бъде добре почистен от бои, окиси или изолиращи слоеве. Металът трябва да бъде защитен от корозия с провеждащо покритие.



Фиг. 6.27. Подходящи начини за монтиране на уплътнения срещу ЕМИ при листови метални корпуси

Не трябва да се анодира алуминият, по-скоро трябва да се използва покритие от алодин или хром, които са провеждащи.

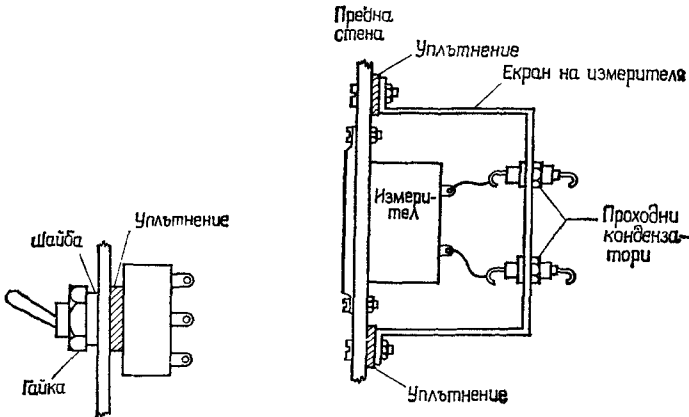
Ако се налага едновременно защита против влиянието на средата и против ЕМИ, се използват два отделни уплътнителя или комбиниран уплътнител против двата влияещи фактора. Комбинираният уплътнител обикновено се състои от метална мрежа, покрита със силиконов каучук. Ако двата вида уплътнения са монтирани в комбинация или поотделно, уплътнителят против ЕМИ трябва да се намира от вътрешната страна на уплътнителя против въздействието на средата.

При корпус от листов материал уплътнителят против ЕМИ се монтира по един от начините, показани на фиг. 6.27.

За създаване на вентилационен поток се използват перфорирани листови капаци или прегради. Материалът трябва да има електрически контакт между елементите, където те се пресичат. Преградите трябва да имат електрически контакт с шасито по целия си периметър.

Провеждащите вакуумни уплътнения могат да се използват за уплътняване около превключватели и управляващи лостове, монтирани в екрана. Те могат да се монтират по начина, показан на фиг. 6.28. Големите изрязани отвори в панелите за измерителни уреди могат напълно да нарушат ефективността на екрана. Ако се използват вградени измерителни уреди в екрана, те трябва да се монтират по начина, показан на фиг. 6.29, за да се осигури екра-

ниране на отвора за измерителната система. Входящите проводници към системата трябва да бъдат филтрирани, както беше разяснено в глава 4. Екраниращите корпуси на измерителните системи трябва да бъдат заземени.



Фиг. 6.28. Ключ, монтиран на панел, използващ уплътнение срещу ЕМИ

Фиг. 6.29. Метод за екраниране на отвор на измерител в панел

За оптимално екраниране корпусът трябва да бъде направен «електрически херметизиран» с поставяне на уплътнители против ЕМИ на мястото на нормалните уплътнители против въздействието на обкръжаващата среда.

## РЕЗЮМЕ

- Загубите на отражение са много големи за електрически полета и плоски вълни.
- Загубите на отражение обикновено са малки за нискочестотни магнитни полета.
- Екран с дебелина на страната, равна на дълбочината на слоя, осигурява приблизително 9dB загуби на поглъщане.
- Магнитните полета са по-трудни за екраниране, отколкото електрическите полета.
- За екраниране против нискочестотни полета се използват магнитни материали.
- За екраниране против електрически полета, плоски вълни и високочестотни магнитни полета се използват материали, които са добри проводници.

- Действителната ефективност на екраниране, получена на практика, обикновено се определя главно от утечките на шевовете и съединенията, а не от ефективността на екраниране на използвания материал.
- Степента на утечките се определя от максималните линейни размери, а не от площта на отворите или нарушенията в целостта на екрана.
- Голям брой малки отвори имат по-малък ефект на утечка, отколкото голям отвор със същата еквивалентна обща площ.
- Следващата таблица дава качествена оценка на екранирането (плътен екран без отвори и шевове):

Материал	Честота (kHz)	Загуби на поглъщане <sup>а</sup> за всички полета	Загуби на отражение		
			магнитно поле <sup>б</sup>	електрическо поле	плоска вълна
Магнитен ( $\mu_r=1000$ , $\sigma_r=0,1$ )	1	лошо—слабо	лошо	отлично	отлично
	1—10	средно—добро	лошо—слабо	отлично	отлично
	10—100 > 100	отлично—отлично	слабо—слабо—средно	отлично—добро	добро—добро—средно
Немагнитен ( $\mu_r=1$ , $\sigma_r=1$ )	1	лошо	слабо	отлично	отлично
	1—10	лошо	средно	отлично	отлично
	10—100 > 100	слабо—средно—добро	средно—добро	отлично—отлично	отлично—отлично
Числена стойност на оценките		Затихване			
лошо		0—10 dB			
слабо		10—30 dB			
средно		30—60 dB			
добро		60—90 dB			
отлично		> 90 dB			

а) Загуби на поглъщане за дебелина на екрана 0,8 mm.

б) Загуби на отражение за магнитно поле на разстояние от източника 1m.

(Екранирането е по-малко, ако разстоянието е по-малко от 1m, и е по-голямо, ако разстоянието е по-голямо от 1m (Б. а.).

## БИБЛИОГРАФИЯ

- Bardell, P. R., *Magnetic Materials in the Electrical Industry*, Macdonald and Co., London, 1960.
- Burgoon, J. R., Jr., «Fundamentals of Electrical Shield Design», *Insulation/Circuits*, August, 1970.
- Cook, D. V., «RFI Suppression, Part I, » *Electromechanical Design*, Vol. 11, November, 1967.
- Cowdell, R. B., «Nomographs Simplify Calculations of Magnetic Shielding Effectiveness», *EDN*, Vol. 17, September 1, 1972.
- Ficchi, R. O., *Electrical Interference*, Hayden Book Co., New York, 1964.
- Ficchi, R. O., *Practical Design for Electromagnetic Compatibility*, Hayden Book Co., New York, 1971.
- Frederick Research Corp, *Handbook on Radio Frequency Interference*, Vol. 3 (Methods of Electromagnetic Interference Suppression), Frederick Research Corp., Wheaton, Maryland, 1962.
- Hayt, W. II., Jr. *Engineering Electromagnetics*, Third Edition, McGraw-Hill, New York, 1974.
- Jordan, E. C., and Balmain, K. G., *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*, Second Edition, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1968.
- McHenry G. A., «Audio Frequency Interference Considerations in Aircraft Electronic Systems Design» *Proceedings of the Conference on Radio Interference Reduction*, Armour Research Foundation, pp. 121, 133. December, 1954.
- Miller, D. A., and Bridges J. E., «Review of Circuit Approach to Calculate Shieldin Effectiveness». *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol, EMC-10 March, 1968.
- Quine. J. P., «Theoretical Formulas for Calculating the Shielding Effectiveness of Perforated Sheets and Wire Mesh Screens», *Proceedings of the Third Conference on Radio Interference Reduction*, Armour Research Foundation, pp. 315-329, February, 1957.
- Severinsen, J., «Designers Guide to EMI Shielding» Paps 1 and 2, *EDN*, Vol. 20, February 5, 1975 and March 20, 1975.
- Vasaka, C. S., «Problems in Shielding Electronic Equipment», *Proceedings of the Conference on Radio Interference Reduction*, Armour Research Foundation, pp. 86—103, December 1954.
- Weeks, W. L., *Electromagnetic Theory for Engineering Applications*, Wiley, New York, 1964.
- White, D. R. J., *Electromagnetic Interference and Compatibility*, Vol. 3 (EMI Control Methods and Techniques), Don White Consultants, Germantown, Maryland, 1973.
- Young, F. J., «Ferromagnetic Shielding Related to the Physical Properties of Iron», *1968 IEEE Electromagnetic Compatibility Symposium Record*, IEEE, New York, 1968.

# 7

## КОНТАКТНА ЗАЩИТА

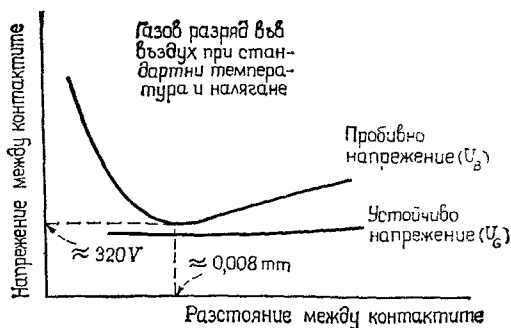
Всеки път, когато контактите отварят или затварят електрическа верига, през която протича електрически ток, може да се получи електрически пробив между контактите. Пробивът започва, докато контактите се затварят, но не са се допрели напълно. При затварящи се контакти пробивът продължава, докато контактите се затворят напълно. При отварящи се контакти пробивът продължава, докато са налице условия, които поддържат пробива. Всеки път, когато настъпва пробив, се получава физическо износване на контактите, с което се намалява техния живот. В допълнение към това пробивът може да доведе и до високочестотно излъчване, а също и до свръхнапрежения и свръхтокове в схемата. Това нарушение на режима в системата може да стане източник на взаимно влияние за други схеми.

Средствата, които се използват за намаляване до минимум повредите на контактите, са подобни на използваните за намаляване на интерференцията чрез излъчване и по проводниците. Всички схеми за контактна защита, които се обсъждат в тази глава, допринасят за значително намаляване количеството на шума, създаден от контактите и товара, както и за продължаване живота на същите. От съществена важност за превключващите контакти са два вида електрически пробив. Те са газов или светещ разряд и изпарение на метали или дъгов разряд.

### СВЕТЕЩ РАЗРЯД

Регенеративният самоподдържащ се светещ разряд може да се получи при два контакта, когато намиращият се между тях газ се йонизира. Този електрически пробив се нарича също така разряд на Таунз енд. Необходимото напрежение за започване на светещия разряд зависи от естеството на газа, разстоянието между контактите и от налягането на газа. Ако газът е въздух при нормална температура и налягане, за започване на светещ разряд са необходими 320 V при междуконтактно отстояние 0,008 mm. Ако разстоянието е по-малко или по-голямо, изисква се по-голямо напрежение. Фиг. 7.1 показва необходимото пробивно напрежение ( $U_B$ ) за започване на светещ разряд в зависимост от разстоянието между контактите. След настъпване на пробива за поддържане-

то му чрез запазване йонизацията на газа е достатъчно малко по-малко напрежение ( $U_G$ ). За въздуха  $U_G$  е приблизително 300 V. Както може да се види от фиг. 7.1, това поддържащо напрежение е приблизително постоянно независимо от разстоянието между



Фиг. 7.1. Зависимост на напрежението от разстоянието при светещ разряд

контактите. За поддържане на светенето е необходим също така минимален ток, обикновено той е около няколко милиампера.

За избягване на светещ разряд напрежението между контактите трябва да бъде под 300V. Ако това условие е изпълнено, псвреда на контактите може да се очаква единствено вследствие на дъговия разряд.

## ИЗ ПАРЕНИЕ НА МЕТАЛ ИЛИ ДЪГОВ РАЗРЯД МЕЖДУ КОНТАКТИТЕ

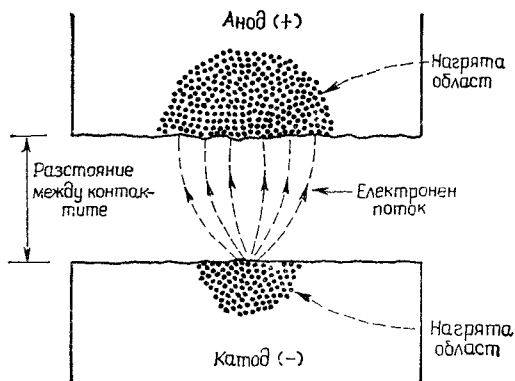
Дъгов разряд може да настъпи при разстояние между контактите и при напрежения, много по-малки от тези, които са необходими за поява на светещ разряд. Това може да се случи даже във вакуум, тъй като не се изисква присъствието на газ. Дъговият разряд започва с емисия на електрони, индуктирана от създаденото между контактите поле, за създаването на което е необходим градиент на напрежението от приблизително 0,5 MV/cm.

Дъга се образува всеки път, когато задействуван, но незащитен контакт се отваря или затваря, тъй като градиентът на напрежението обикновено превишава необходимата стойност, когато разстоянието между контактите е още малко. След образуване на дъговия разряд електроните се излъчват от малка площ на катода — мястото, където електрическото поле е най-силно.

Тъй като в микроскопичен мащаб всички реални повърхности са грапави, най-високата и най-острата точка от катода има най-



големият градиент на напрежение и става източник на електрони за емисията на полето. Това е показано на фиг. 7.2. Електронният поток се разпространява ветрилообразно, пресича разстоянието между контактите и накрая бомбардира анода. Локализираният



Фиг. 7.2. Начало на дъгов разряд

ток има много висока плътност и нагрява контактния материал (вследствие на загубите от  $I^2R$ ) до няколко хиляди градуса по Келвин. Това е достатъчно да предизвика изпарение на метала на контакта. Изобщо или анодът или катодът могат да започнат първи да се изпаряват в зависимост от степента, до която се нагряват, и от отвеждането на топлината от тях. Това зависи от размера, материала и разстоянието на двата контакта.

Появата на разтопен метал отбелязва прехода от емисия на полето (електронен поток) към дъгово изпарение на метала. Този преход обикновено има продължителност, по-малка от наносекунда. Разтопеният метал веднага образува провеждащ «мост» между контактите, с което поддържа дъгата даже и когато градиентът на напрежението спадне под стойността, необходима за настъпване на разряд. Този мост от изпарен метал позволява протичането на ток, ограничен само от захранващото напрежение и от импеданса на схемата. След започване на дъговия разряд той е в устойчиво състояние, толкова продължително, доколкото външната верига осигурява достатъчно напрежение за преодоляване потенциала на катодния контакт и достатъчно ток за изпарение на материала на анода или катода. Ако контактите продължат да се раздълчават, «мостът» от разтопен метал се стеснява и евентуално се прекъсва. Минималните напрежение и ток, необходими за поддържане на дъгата, са наречени минимално напрежение на дъгов разряд ( $U_A$ ) и минимален ток на дъгов разряд ( $I_A$ ). Типичните стойности на минималните напрежение и ток на дъгов

разряд са посочени в табл. 7.1. (National Association of Relay Manufacturers, 1969). Ако напрежението или токът спаднат под тези стойности, дъговият разряд угасва.

За дъги между контакти от различни материали  $U_A$  се определя от материала на катода (отрицателния контакт), а  $I_A$  се определя от материала на контакта (анод или катод), който допуска по-малък ток на разряд. Трябва да се отбележи обаче, че минималните токове на дъговия разряд, дадени в табл. 7.1, се отнасят за чисти и неизносени контакти.

След увреждане на контактите от някакъв дъгов разряд минималният ток може да намалее до една десета част от стойността, дадена в таблицата.

Т а б л и ц а 7.1

**Характеристики на контактен дъгов разряд**

Материал	Минимално напрежение на дъгов разряд ( $U_A$ )	Минимален ток на дъгов разряд ( $I_A$ )
Сребро	12	400 mA
Злато	15	400 mA
Златна сплав <sup>a</sup>	9	400 mA
Паладий	16	800 mA
Платина	17,5	700 mA

а) 69% — злато; 25% сребро, 6% — платина.

Изобщо дъговият разряд зависи от контактния материал и се характеризира с относително ниско напрежение и голям ток. Обратно, светещият разряд зависи от газа между контактите, обикновено въздух, и той се характеризира с относително високо напрежение и малък ток. Както ще се види в следващите раздели, трудно е да се предотврати образуването на дъгов разряд, тъй като за него се изисква ниско напрежение. Ако обаче се образува дъга, трябва да се предотврати нейното поддържане чрез ограничаване на протичащия ток под стойността на минималния ток на дъгов разряд.

**ПРОМЕНЛИВОТОКОВИ СПРЯМО ПОСТОЯННОТОКОВИ ВЕРИГИ**

Ако контактът трябва да издържа на натоварване, внезапно възникналата дъга трябва да бъде прекъсната по възможно най-бързия начин, за да се намали до минимум увреждането на кон-

тактния материал. Ако процесът не се прекъсне достатъчно бързо, известна част от метала се прехвърля от елиния контакт на другия. Полученото увреждане на контактите от дъговия разряд е пропорционално на неговата енергия, а именно (напрежение)  $\times$  (ток)  $\times$  (време).

Колкото е по-високо напрежението между контактите, толкова е по-трудно да бъде прекъсната дъгата. При дъгов разряд група от контакти може обикновено да се използва при определена стойност волтампери на работно напрежение, равно или по-малко от номиналното предписано напрежение, но не непременно на по-високо напрежение.

Една група контакти нормално може да се използва при много по-високо променливо напрежение, отколкото при постоянно поради следните причини:

1. Средната стойност на едно променливо напрежение е по-малка от неговата ефективна стойност.

2. По време на периода, през който напрежението е по-малко от 10—15V, е малко вероятно да настъпи дъгов разряд.

3. Вследствие на последователните промени на поляритета на напрежението всеки контакт е еднакъв брой пъти анод и катод.

4. Дъгата угасва при намаление на напрежението до нула.

Контакт, изчислен за постоянно напрежение 30 V, следователно може обикновено да се използва за работа при променливо напрежение 115 V. Един от недостатъците на превключването на променливотоковите вериги обаче е това, че е много по-трудно да се осигури съответна схема на контактна защита, каквато е необходима.

## МАТЕРИАЛ НА КОНТАКТА

Различни нива на товара (тока) на контактите изискват различни типове материали на контактите. Няма материал, който може да се използва от нулев ток (суха схема) до големи токове. Паладий е добър за големи токове при условия на разрушаване на контактите. Среброто и сребърният калмий работят добре при силен ток, но могат и да не издържат при условия на липса на дъгов разряд. Златото и златната сплав работят добре при ниски нива на тока или при сухи схеми, но се разрушават силно при големи токове.

Много от т. нар. «релета за обща употреба» са проектирани за използване от сухи схеми до 2A. Те са направени обикновено чрез покриване със злато на материал, устойчив на големи токове, като сребро или паладий. При използване при малки токове контактното съпротивление остава ниско благодарение на златното покритие. При използване на големи товарни токове златното покритие прегаря при първите няколко превключвания и за

контакт остава устойчивият на големи токове контактен материал. По тази причина релетата за обща употреба, веднаж използвани за големи товарни токове, не трябва по-нататък да се използват в приложения с малки токове.

Понякога възникват проблеми, когато сребърен контакт е покрит с меко злато. Среброто прониква през златото и се образува покритие с високо съпротивление на контакта (сребърен сулфид). Това може да стане причина контактът да прекъсне вследствие на високото съпротивление на повърхностното покритие.

## КЛАСИФИКАЦИЯ НА КОНТАКТТЕ

Контактите обикновено се разделят по максималното напрежение и ток, които могат да понесат при захранване на активен товар. Когато контактите работят при номинални условия, възниква известен мигновен дъгов разряд.\* При такива условия времето на работа на контакта е равно на неговия електрически живот. Изчислението на продължителността на механичната издръжливост на контакта се прави за сухи схеми (през тях не протича електрически ток).

Някои контакти са конструирани също така и за работа на индуктивен товар в допълнение към тяхното просектиране за активни товари. Третата обща категория е тази на контакти, използвани при електродвигатели или лампи-товари, при които протичащият начален ток е много по-голям, отколкото този в установен режим.

При всички тези категории се допуска, че не е използвана контактна защита. При използване на такава защита номиналните напрежения и ток могат да бъдат отнесени за по-голям брой превключвания или повишени стойности на напрежението и тока да се отнасят за същия брой превключвания.

## ТОВАРИ С ГОЛЕМИ ЛАВИНООБРАЗНИ ТОКОВЕ

Ако товарът не е активен, контактите трябва да работят при облекчени условия или да бъдат защитени. При включване на лампи, електродвигатели или капацитивни товари в началото се наблюдава протичане на много по-голям ток, отколкото е токът им в установен режим. Например началният ток през нагревателната жичка в лампата може да бъде 10—15 пъти по-голям от номиналния ток, както е посочено на фиг. 7.3. Използуваните при ламповите товари контакти нормално работят само с 20% от капацитета им при активен товар.

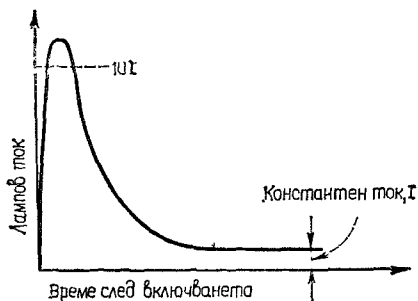
---

\*Малък дъгов разряд може в действителност да бъде полезен при изгаряне на някои тънки изолационни слоеве, образувани на контактите (Б. а.).

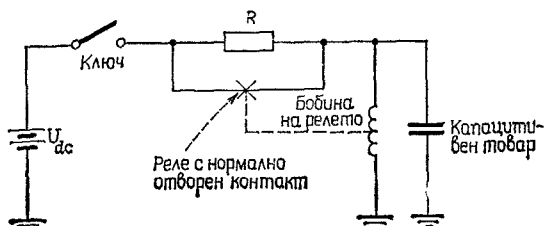
При капацитивните товари началният ток също така достига максимално високи стойности. Зарядният ток на кондензатора се ограничава само от последователно свързаното съпротивление на външната схема.

Електродвигателите имат начален ток, 5—10 пъти по-голям от номиналния им ток. Освен това индуктивността на електродвигателя създава и високо напрежение при превключване на токовата верига (противо-е. д. с.). Това напрежение също може да предизвика дъгов разряд. Следователно комутирането при двигателите е доста трудно, тъй като съществуват условия за увреждане на контактите както при включване, така и при изключване.

За защита на контактите, използвани в схемите с големи лавинообразни токове, се ограничава началният ток. Използването на резистор, свързан последователно с контакта за ограничаване на началния ток, не винаги е възможно, тъй като резисторът ще ограничава също така и тока на схемата в установен режим. Ако използването на резистора не задоволява, за ограничаване на началния ток може да се използва малка постояннотокова бобина със съпротивителен характер. При някои маломощни приложения върху изводите на контактите се поставят ферити, които осигуряват достатъчно ограничение на началния ток, без да влияят на номиналния ток.



Фиг. 7.3. Зависимост на ламповия ток от времето



Фиг. 7.4. Използуване на превключваем резистор за защита на затварящ се контакт чрез ограничение на тока

При по-строги изисквания за ограничение на тока се използва комутируем резистор, показан на фиг. 7.4. В този случай се включва реле, паралелно на капацитивния товар, а контактите му,

които са нормално отворени, се включват паралелно на баластния резистор. При затваряне на ключа зарядният ток на кондензатора се ограничава от резистора  $R$ . Когато напрежението върху кондензатора достигне стойност, достатъчна за задействуване на релето, нормално отворените контакти се затварят, като шунтират ограничаващото тока съпротивление.

Един друг проблем, свързан със затварянето на контактите, е вибриране или еластичност на контактите. След началното докосване на контактите те могат отново да отскочат един от друг и да прекъснат веригата. При някои контакти това може да продължи до десет или повече пъти, като всеки път контактите включват и изключват токовата верига. По този начин могат да се повторят не само проблемите на комутирането, при които настъпва дъгов разряд, но и да се получи значително по-голямо увреждане и високочестотно излъчване.

## ИНДУКТИВНИ ТОВАРИ

Напрежението върху индуктивността се дава с израза

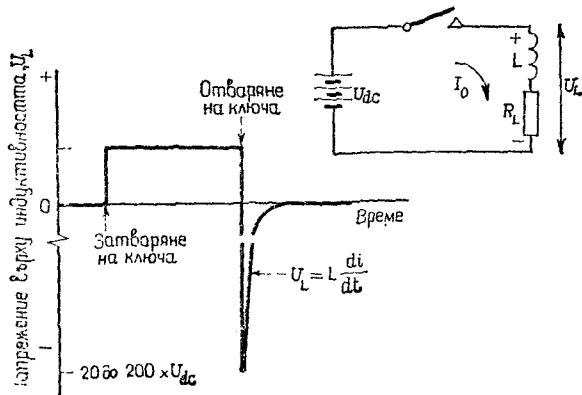
$$U = L \left( \frac{di}{dt} \right). \quad (7.1)$$

Анализът на този израз обяснява големите напрежения, получавани при преходни процеси, когато токът през индуктивността внезапно се прекъсне. Скоростта на изменение  $di/dt$  става много голяма и отрицателна, като създава голямо обратно напрежение на преходния процес или т. нар. индуктивен «удар». Теоретически, ако токът от една крайна стойност внезапно стане равен на нула, индуктираното напрежение би трябвало да бъде безкрайно голямо. Обаче в действителност искрението между контактите и капацитета на веригата не дава възможност никога да се случи това. Въпреки това се получават много големи индуктирани напрежения. Подтискането на големите преходни напрежения се изразява в намаляване до минимум на  $\frac{di}{dt}$

Не е изключено индуктивност, работеща при постояннотоково захранване 26V, да създаде напрежения от порядъка на 500—5000V при взаимно прекъсване на тока през бобината. Фиг. 7.5 показва формата на напрежението върху бобината, получено при прекъсване на тока. Високото напрежение, създадено при прекъсване на веригата на тока през индуктивен товар, води до тежки повреди на контактите. То представлява също така източник на шум, който се разпространява чрез излъчване и по проводниците, освен ако не се използва подходяща контактна защита. При тези условия

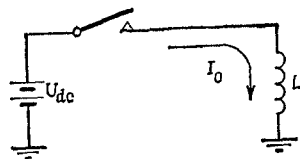
по-голямата част от натрупаната в индуктивността енергия се разсейва във вид на дъга, причиняваща изключителни увреждания на контактите.

Схемата, показана на фиг. 7.6, може да бъде използвана за илюстрация на повредите, които може да получи една контактна



Фиг. 7.5. Напрежение върху индуктивен товар при отваряне и затваряне на ключа

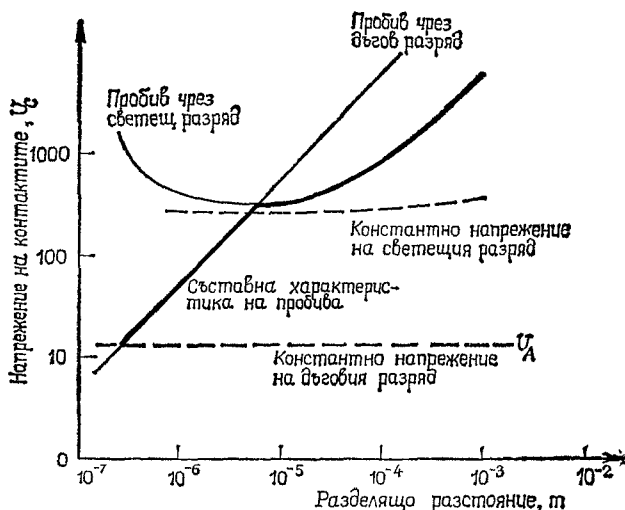
група при работа с индуктивен товар. На схемата батерията е свързана към индуктивен товар през ключ. Допуска се, че товарът има пренебрежимо малко активно съпротивление. На практика този случай може приблизително да се получи при постояннотоков електродвигател с малко съпротивление. Токът в установен режим се ограничава по-скоро от противоелектродвижещата сила на двигателя, отколкото от съпротивлението на схемата. Нека сега да се отвори ключът, когато през индуктивността протича ток  $I_0$ . Енергията, натрупана в магнитното поле на индуктивността, е равна на  $(1/2) LI_0^2$ . Какво става с тази енергия при отваряне на ключа? Ако активното съпротивление на схемата е пренебрежимо малко, цялата енергия се разсейва във вид на дъга, която се образува между контактите или се излъчва. Ако не се приложат някакви схеми за защита, превключвателите, използвани в подобни вериги, няма да издържат продължително време.



Фиг. 7.6. Индуктивен товар, захранван през ключ. При отваряне на ключа по-голямата част от натрупаната в индуктивността енергия се разсейва чрез дъга, образувана между контактите на ключа

## ОСНОВИ НА КОНТАКТНАТА ЗАЩИТА

Фиг. 7.7 обобщава условията за настъпване на контактен пробив посредством зависимостта на приложеното върху контактите напрежение от разстоянието между тях. На фигурата е показано необходимото пробивно напрежение за започване на светещ разряд



Фиг. 7.7. Зависимост напрежение—разстояние при пробив между контактите

ряд, както и минималното напрежение, което се изисква за поддържането му. Показан е също така градиентът на напрежение от 0,5 MV/cm, при който се създава дъгов разряд. Дадено е минималното напрежение, което се изисква за поддържане на дъговия разряд.

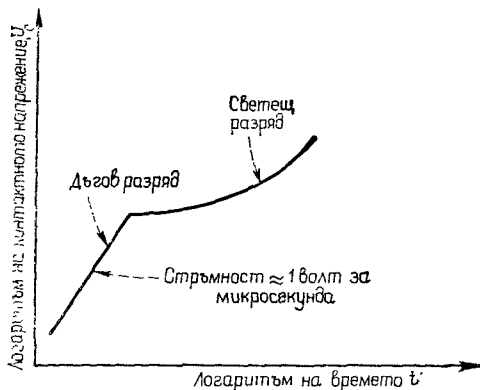
Плътната линия изобразява смесените условия за настъпване на контактен пробив. Надясно и под кривата не съществува пробив, докато над и наляво от кривата настъпва контактен пробив.

По-общоприет начин за представяне на информацията, съдържаща се на фиг. 7.7, е графичната зависимост на пробивното напрежение от времето, вместо от разстоянието между контактите. Това преобразуване може да се извърши чрез използване скоростта на разделяне на контактите. Типичната смесена характеристика на пробива във функция от времето е дадена на фиг. 7.8. Както може да се види от фигурата, има две изисквания, за да бъде избягнат контактният пробив:

1. Напрежението между контактите да се поддържа по-ниско от 300V за предотвратяване на светещ разряд.



2. Да се запази началната скорост на нарастване на напрежението между контактите под стойността, необходима за създаване на дъгов разряд. (Стойност на  $1V/\mu s$  е достатъчна за повечето контакти.)



Фиг. 7.8. Характеристики на контактен пробив спрямо времето

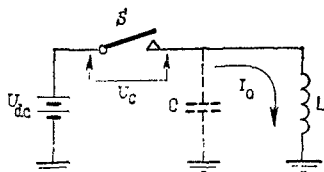
Ако не е възможно да се избегне контактният пробив при някои специфични приложения, пробивът трябва да се постави при условия, които не позволяват самоподдържането му. Това обикновено означава такъв режим на работа на схемата, при който токът през нея ще бъде винаги по-малък от необходимия за поддържане на пробива.

За да се определи в специфични случаи дали ще настъпи пробив или не, е необходимо да се знае какво напрежение се създава върху отворените контакти. След това напрежението се сравнява с характеристиките на пробива от фиг. 7.8. Ако контактното напрежение е над кривата, настъпва контактен пробив.

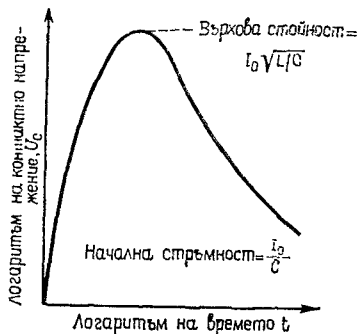
На фиг. 7.9 е показан индуктивен товар, свързан към батерия през ключа  $S$ . Напрежението, което може да се създаде върху контактите при отворен ключ, без да се получи пробив, е наречено «допустимо напрежение на схемата». То е показано на фиг. 7.10 за схемата от фиг. 7.9. Токът  $I_0$  е протичащият през бобината ток до момента на отварянето на ключа, а  $C$  е случайният капацитет на проводниците. На фиг. 7.11 е направено сравнение между допустимото напрежение на схемата (фиг. 7.10) и характеристиката на контактният пробив (фиг. 7.8). Напрежението превъзлиза характеристиката на пробива от точка  $t_1$  до  $t_2$  и следователно в тази област настъпва контактен пробив.

След като се знае при какви условия настъпва пробивът, по-детайлно ще бъде анализирано, какво точно се случва след от-

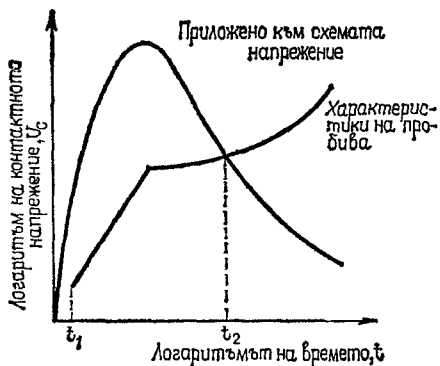
варяето на контактите от фиг. 7.9. Когато се отвори ключът, магнитното поле се стреми да запази протичането на тока  $I_0$ . Тъй като последният вече не може да протича през ключа, вместо това протича през случайния кондензатор  $C$ . Това води до зареждане



Фиг. 7.9. Контактно управление на индуктивен товар. Кондензаторът  $C$  представлява паразитния кондензатор на проводниците



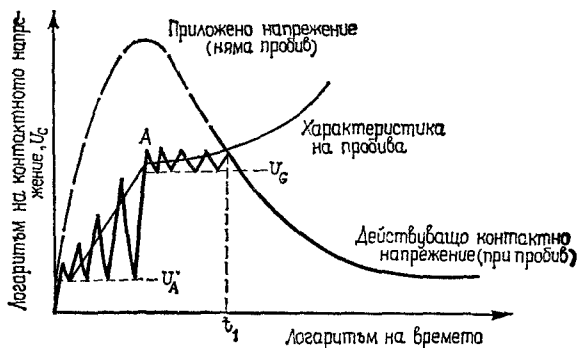
Фиг. 7.10. Приложеното напрежение върху отворения контакт на схемата на фиг. 7.9 при положение, че между контактите няма пробив



Фиг. 7.11. Сравнение между приложеното напрежение в схемата и характеристиката на контактния пробив за схемата на фиг. 7.9

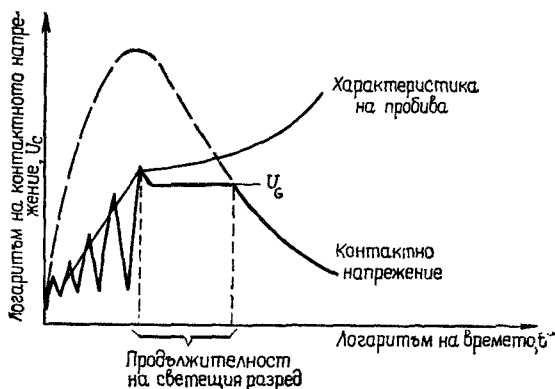
на кондензатора, напрежението върху кондензатора нараства до една начална стойност от  $I_0/C$ , както е показано на фиг. 7.12. След като това напрежение превиши кривата на пробива, се получава дъгов разряд между контактите. Ако обаче приложеният ток в тази точка е по-малък от минималния ток за поддържане на

дъгата  $I_A$ , разрядът е с продължителност само до разреждане на кондензатора  $C$  до напрежение, което е по-ниско от напрежението на поддържане на разряда  $U_A$ . След разреждането на кондензатора следва отново заряд на  $C$  вследствие на енергията на магнит-



Фиг. 7.12. Действително контактно напрежение за схемата на фиг. 7.9

ното поле на бобината, процесът се повтаря отново, докато напрежението превиши напрежението на светещ разряд (т. А на фиг.7.12). В тази точка настъпва светещ разряд. Ако наличният ток е все



Фиг. 7.13. Контактно напрежение за схемата на фиг. 7.9, в случай че токът е достатъчен да поддържа продължителен светещ разряд

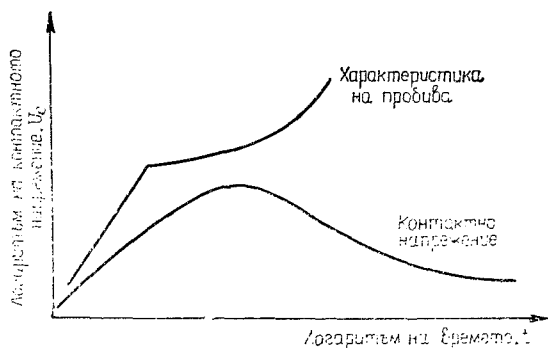
още по-малък от необходимия за поддържане на светещия разряд, светеното продължава само докато напрежението спадне под ми-

нималното напрежение на светещ разряд  $U_G^*$ . Този процес се повтаря до момента  $t_1$ , след което вече не съществува достатъчно напрежение за създаване на някакви допълнителни пробиви.

Ако за известно време наличният ток превишава минималния ток за дъгов разряд, се получава постоянна дъга, която продължава, докато наличното напрежение или ток спаднат под минималните за светещ разряд. На фиг. 7.13 е показана формата на напрежението, когато е налице достатъчен ток за поддържане на светещ разряд, но е недостатъчен за дъгов разряд.

Ако случайният капацитет  $C$  е достатъчно голям или паралелно на него е включен дискретен кондензатор, върховото напрежение и началната скорост на нарастване на контактното напрежение могат да се намалят до точката, в която не съществува опасност от поява на дъгов разряд. Такава форма на напрежението е показана на фиг. 7.14. Използването на кондензатор по този начин обаче причинява повреда на контактите при затваряне вследствие на по-големия заряден ток на кондензатора.

Електрическите осцилации, които могат да се получат в резонансната схема от фиг. 7.9 при отворен ключ, могат да станат из-



Фиг. 7.14. Контактно напрежение за схемата на фиг. 7.9 при положение, че капацитетът е достатъчно голям да предотврати пробива

точник на високочестотна интерференция за разположени в близост радиоапаратури. Такива осцилации могат да се избягнат, ако в схемата има достатъчни по големина активно съпротивление и капацитет, за да се гарантира подтискането на подобни резонансни

\*Ако е налице достатъчно голям ток, светещият разряд може да премине в дъгов разряд и напрежението в този случай спада до  $U_A$  вместо само до  $U_G$ . Такъв ток обаче обикновено не съществува при ниското напрежение  $U_G$ , за да поддържа дъговия разряд, така че дъгата угасва в тази точка (Б. а.).

явления. Условието, които се изискват, за да няма осцилации, са дадени в раздела схеми за контактна защита на индуктивни товари.

## ПОДТИСКАНЕ НА ПРЕХОДНИТЕ ПРОЦЕСИ ПРИ ИНДУКТИВНИ ТОВАРИ

За защита на контакти, които комутират индуктивни товари, и за да се намали шумът на излъчване и разпространение по проводниците, се използват някои типове схеми на контактна защита. Те се включват обикновено паралелно на индуктивността, на контактите или на двете места едновременно. В някои случаи защитната схема може да се включи с еднаква ефективност или към товара, или към контактите. При някои системи товарът може да се комутира с повече контакти и в такива случаи е по-икономично да се осигури защита на товара вместо на всеки контакт поотделно.

При по-строги изисквания защитни схеми могат да се приложат към индуктивността и към контактите едновременно, за да се елиминира интерференцията и съответно да се защитят контактите. В други случаи функционалните изисквания на схемата позволяват само ограничено приложение на контактните защитни схеми. Например защитна схема, включена паралелно на намотката на релето, удължава времето на превключване. В такива случаи приложената схема на защита трябва да бъде компромисно решение между функционалните изисквания и ефикасната защита на контактите, управляващи релето.

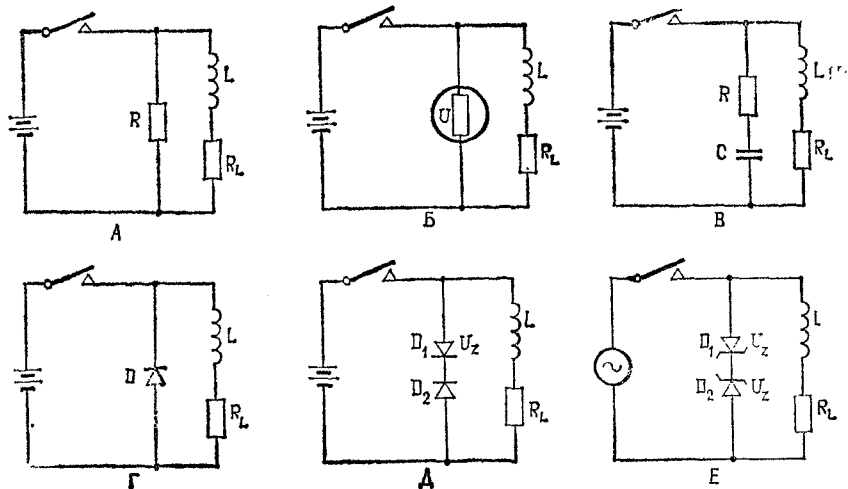
От гледна точка на намаление на шума обикновено се предпочита да се постигне възможно най-голямо подтискане на преходните процеси директно върху източника на шума — в този случай бобината. В повечето от случаите това осигурява достатъчна защита на контактите. Когато тя не е достатъчна, се налага да се използва допълнителна защита върху контактите.

Точното изчисление на стойностите на елементите от схемата за контактна защита е трудно. Тя въвежда параметри, стойностите на които обикновено са неизвестни на конструктора, такива като индуктивността на капацитета на свързващите проводници и скоростта на разделяне на контактите. Дадените в следващите раздели опростени изрази за проектиране могат да служат като отправна точка за разрешаване на много случаи, като осигуряват една прицелна схема на контактна защита. Въпреки това трябва да бъдат използвани и емпирични изпитвания, за да се оптимизира ефективността на схемата за конкретното приложение.

Защитните схеми могат да бъдат подразделени на две категории: едната, при която обикновено схемата се включва паралелно на бобината, и втората, при която схемата обикновено се включва

към контактите. Някои от тези схеми могат да бъдат приложени и на двете места.

На фиг. 7.15 са показани 6 схеми на контактна защита, които обикновено се включват паралелно на бобината на релето или към



Фиг. 7.15. Схемни решения, приложени към товара за намаляване на «индуктивния удар», създаден в индуктивността при прекъсване на тока

друга индуктивност, за да се намали преходното напрежение, получено при прекъсване на тока. На фиг. 7.15 А е свързано активно съпротивление паралелно на бобината. При отваряне на ключа през бобината протича ток, който преди това е протичал през резистора. Върховото преходно напрежение се повишава с повишаването на съпротивлението, но в този случай се ограничава до стойност, равна на произведението от номиналния ток на схемата в установен режим по съпротивлението. Ако  $R$  е равно на съпротивлението на товара  $R_L$ , напрежението на преходния процес се ограничава до величина, равна на захранващото напрежение. В този случай напрежението върху контактите ще бъде равно на захранващото напрежение плюс индуктираният от бобината напрежение или два пъти захранващото напрежение. Този вид схема е доста неикономична в енергийно отношение, тъй като през резистора протича ток и при включен товар. Ако  $R$  е равно на товарното съпротивление, върху резистора се разсейва такава мощност, каквато се разсейва и върху товара.

Друг вид защитна схема е показана на фиг. 7.15 Б, където паралелно на бобината е включен варистор (зависещ от приложеното напрежение резистор). Когато напрежението върху варистора е ниско, неговото съпротивление остава голямо, но при високо на-

прежение върху него съпротивлението на варистора е малко. Този елемент работи по същия начин, както и резисторът на схема 7.15А, с изключение на това, че разсейваната мощност върху варистора при включен товар е по-малка.

Една по-добра схема за защита е дадена на фиг. 7.15В, където последователно са свързани резистор и кондензатор, включени паралелно на бобицата. Този тип схема не дава загубна мощност при включен товар. При изключване на контактите и бобината протича ток през резистора. Стойностите за резистора и кондензатора могат да се определят по метода, описан за  $R-C$  верига.

На фиг. 7.15 Г е използван полупроводников диод, включен паралелно на бобината. Диодът е така ориентиран, че при включен товар през него не протича ток. Обаче при отваряне на контактите напрежението върху бобината е с обратна полярност спрямо това от батерията. Това напрежение захранва в права посока диода, чрез което напрежението на проходния процес върху бобината се ограничава до много малка стойност (падението на напрежение върху диода в права посока и допълнителните падения на напрежение във веригата на диода). Следователно напрежението върху отворените контакти е приблизително равно на захранващото напрежение. Тази схема е много ефикасна по отношение на подтискането на напреженията на преходните процеси. Обаче времето, необходимо за намаляване на тока през бобината, е по-голямо от това на предишните схеми и може да прелизвика проблеми при превключването.

Ако например бобината е намотка на реле, при тази схема се удължава времето на отпускане. При свързване на малък резистор последователно на диода от фиг. 7.15Г се намалява времето на отпускане на релето, но за сметка на по-високото преходно съпротивление. Диодът трябва да има максимално обратно напрежение, по-голямо от максималното захранващо напрежение. Максималният ток на диода трябва да бъде по-голям от максималния ток на товара. Ако контактите работят само от време на време, може да се използва като параметър максималната върхова стойност на тока на диода. Ако контактите работят по-често, например по няколко пъти в минута, като параметър на диода трябва да се използва допустимата стойност на тока при продължителна работа.

Прибавянето на ценеров диод последователно свързан с изправителен диод, показано на фиг. 7.15Д, позволява да се достигне по-бързо намаляване на тока през бобината. Тази схема на защита обаче не е така добра, както тази с диод, разгледана по-горе, и се използва един елемент повече. В този случай напрежението върху отворения контакт е равно на напрежението на ценера плюс захранващото напрежение.

Нито една от диодните схеми (фиг. 7.15 Г или Д) не може да се

използува при променливотокови вериги. Схеми, които работят с променливотокови източници, или такива, които трябва да работят при двете полярности на постояннотоковия сигнал, могат да бъдат защитени чрез използване на схемите за контактна защита на фиг. 7.15А до В или чрез два ценерови диода, свързани с катодите си един към друг, както е показано на фиг. 7.15Е. Всеки ценер трябва да има номинално напрежение на ценеров пробив, по-голямо от върховата стойност на променливотоковото захранване и номинален ток, равен на максималния ток през товара.

## СХЕМИ НА КОНТАКТНА ЗАЩИТА ПРИ ИНДУКТИВНИ ТОВАРИ

### С СХЕМА

Фиг. 7-16 показва три схеми на контактна защита, включени паралелно на контакти, които комутират индуктивни товари. Един от най-простите начини на подтискане на искрението вследствие на прекъсването на постоянния ток е да се включи кондензатор паралелно на контактите, както е показано на фиг. 7.16А. Ако кондензаторът е достътъчно голям, товарният ток моментално се отклонява през него при отворени контакти и не настъпва дъгов разряд. Обаче когато контактите са отворени, кондензаторът се зарежда до стойността на захранващото напрежение  $U_{dc}$ . При затваряне на контактите кондензаторът се разрежда през контактите с начален ток на разряд, ограничен само от паразитното съпротивление на проводниците и контактите.

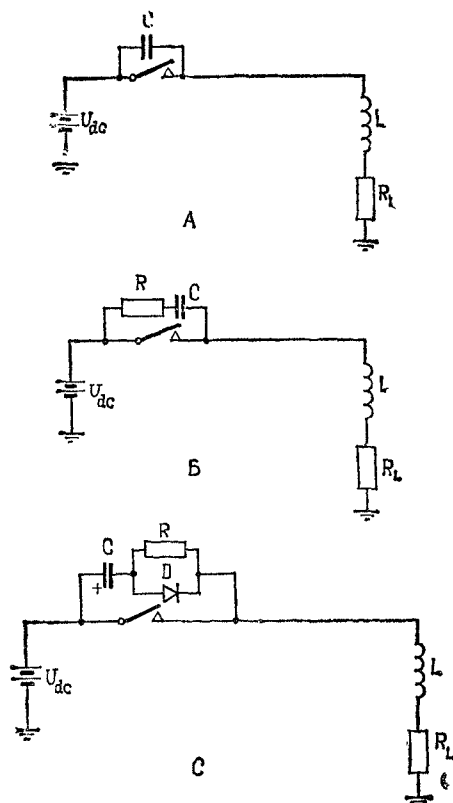
Колкото е по-голяма стойността на кондензатора и колкото е по-високо захранващото напрежение, толкова по-голяма опасност от повреждане на контактите има при включване вследствие на натрупаната енергия в кондензатора. Ако контактите отскачат един от друг при включване, се получава допълнително увреждане благодарение на многократното включване и изключване на веригата. Ето защо по тази причина използването само на кондензатор върху контактната група обикновено не се препоръчва. В случай че се използва, стойността на кондензатора се определя съгласно пояснението в следващия раздел.

### R — С СХЕМА

Фиг. 7.16 Б показва схема, при която са избягнати недостатъците на схемата от фиг. 7.16 А чрез ограничение на разрядния ток на кондензатора при затваряне на контактите. Това е направено чрез включване на резистора  $R$  последователно на кондензатора.



При затваряне на контактите е желателно резисторът да бъде с възможно най-голяма стойност, за да ограничи разредения ток. Обаче при отваряне на контактите е желателно същото това съпротивление да бъде по възможност най-малко, тъй като резисторът на-



Фиг. 7.16. Схеми на контактна защита, приложени към контактите на ключа

малява ефективността на кондензатора за предотвратяване на искренето. Действителната стойност на  $R$  трябва да бъде компромисно определена между горните две противоречиви изисквания.

Минималната стойност на  $R$  се определя следователно от условията на затваряне на контактите. Това може да се направи чрез ограничение на разрядния ток на кондензатора до минималната стойност на тока  $I^*_A$  през контакта, при която не се получава дъгов

\* За предпочитане е ограничение на разрядния ток до  $0,1 I_A$ . Обаче тъй като стойността на резистора представлява компромис между две противоречиви изисквания, това обикновено не може да се направи при  $R-C$  схема (Б. а.)

разряд. Максималната стойност на  $R$  се определя от условията на отваряне на контактите. Наличното напрежение върху отворените контакти е равно на  $I_o R$ . Ако  $R$  е равно на съпротивлението на товара, моментната стойност на напрежението върху контактите е равна на захранващото напрежение. Максималната стойност на  $R$  обикновено се приема за равна на товарното съпротивление, за да се ограничи началното напрежение, създадено върху отворените контакти, до стойността на захранващото напрежение. Граничните условия за  $R$  следователно могат да бъдат определени като

$$\frac{U_{dc}}{I_A} < R < R_L, \quad (7.2)$$

където  $R_L$  е съпротивлението на товара.

Стойността на  $C$  е избрана с цел да задоволи две изисквания: (1) върховото напрежение върху контактите не трябва да превишава  $300V$  (за избягване на светещия разряд) и (2) началната скорост на нарастване на контактното напрежение не трябва да бъде по-голяма от  $1V/\mu s$  (за избягване на дъговия разряд). Последното изискване се задоволява, ако се приеме стойност за  $C$  най-малко  $1\mu F/A$  от товарния ток.

Върховото напрежение върху кондензатора обикновено може да се изчисли при пренебрегване активното съпротивление на схемата и при допускане, че цялата акумулирана енергия в индуктивния товар се прехвърля в кондензатора. При тези условия

$$U_{C(\text{върх})} = I_o \sqrt{L/C}, \quad (7.3)$$

където  $I_o$  е токът през индуктивността на товара, когато контактите са отворени. Стойността на кондензатора  $C$  трябва да бъде избрана такава, че  $U_{C(\text{върх})}$ , да не превишава  $300V$ . Следователно

$$C \geq \left( \frac{I_o}{300} \right)^2 L. \quad (7.4)$$

Освен това трябва да се ограничи началната скорост на нарастване на контактното напрежение до  $1$  волт за микросекунда:

$$C \geq I_o \times 10^{-6}. \quad (7.5)$$

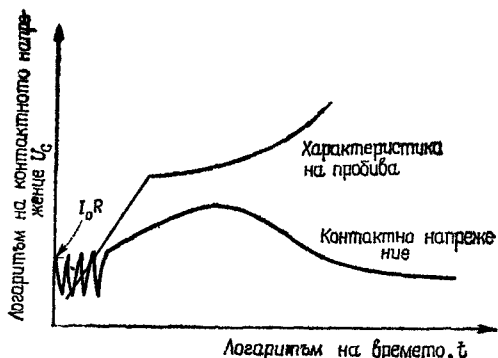
В някои случаи е за предпочитане получената резонансна схема от индуктивността и кондензатора да не дава осцилации (да бъдат подтискани). Условието за липса на осцилации е

$$C \geq \frac{4L}{R_1^2}, \quad (7.6)$$

където  $R_1$  е пълното съпротивление, последователно свързано

с  $L-C$  схемата. За случая от фиг. 7.16 Б  $R_1 = R_L + R$ . Изискването за липса на осцилации не винаги остава вярно, тъй като същевременно се изисква и кондензатор с голяма стойност.

$R-C$  схемата за контактна защита е най-широко разпространена поради нейната икономичност и малки размери. Освен това



Фиг. 7.17. Напрежение върху отворен контакт с  $R-C$  защитна схема

тази схема влияе много малко върху времето на превключване на товара. Въпреки всичко  $R-C$  схемата не е напълно ефикасна. Наличието на резистор причинява едно моментно напрежение (равно на  $I_0 R$ ), което се образува върху отворените контакти, и следователно може да настъпи дъгов разряд. Фиг. 7.17 показва полученото напрежение върху контактите при правилно оразмерена  $R-C$  схема, сравнено с характеристиката на контактният пробив. Фигурата показва възникването на дъгов разряд в начален момент вследствие на мигновенното нарастване на напрежението върху контактите.

### $R - C - D$ СХЕМА

Фиг. 7.16 В показва една по-скъпа схема, при която са избягнати недостатъците на схемите от фиг. 7.16 А и Б. Когато контактите са отворени, кондензаторът  $C$  се зарежда до стойността на захранващото напрежение с полярност, показана на фигурата. При затваряне на контактите кондензаторът се разрежда през резистора  $R$ , което ограничавя разрядния ток. При отваряне на контактите диодът  $D$  дава накъсо резистора, с което позволява токът на товара моментално да протече през кондензатора, докато още контактите се отварят. Диодът трябва да има обратно пробивно напрежение, по-голямо от захранващото напрежение, и да

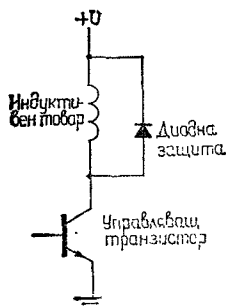
бъде със съответна стойност на тока в права посока (по-голяма от максималния ток през товара.) Стойността на кондензатора се избира същата, както при  $R-C$  схемата. Тъй като диодът дава пакъсо резистора при отваряне на контактите, вече не се изисква приемането на компромисно избрана стойност за резистора. Съпротивлението сега може да бъде избрано от съображения за ограничаване на тока при затваряне на контактите до стойност, по-малка от  $1/10$  от минималния ток на дъгов разряд:

$$R \geq \frac{10 U_{dc}}{I_A} \quad (7.7)$$

$R-C-D$  схемата осигурява максимална контактна защита, но тя е по-скъпа, отколкото другите прилагани методи и не може да се използва в променливотокови схеми.

## ИНДУКТИВНИ ТОВАРИ, УПРАВЛЯВАНИ ПОСРЕДСТВОМ ТРАНЗИСТОРЕН КЛЮЧ

Ако индуктивен товар се комутира чрез транзисторен ключ, трябва да се вземат под внимание възникващите при преходните процеси напрежения при прекъсване на тока, които не трябва да превишават пробивното напрежение на транзистора. Един от най-



Фиг. 7.18. Използване на диод за защита на транзистор, управляващ индуктивен товар

ефикасните и общоприети начини за защита е включването на диод паралелно на бобината, както е показано на фиг. 7.18. При тази схема диодът винаги поддържа колекторното напрежение на стойност  $+U$  в случаите, когато транзисторът прекъсва тока през бобината, при което се ограничават напрежението върху транзистора до  $+U$ . Също така могат да бъдат използвани и схемите от фиг. 7.15 Друг общоприет метод е включването на ценов диод паралелно на изхода на транзистора. В някои случаи се изисква защитната схема да може да ограничи напрежението върху транзистора до стойност, по-малка от неговото пробивно напрежение.

## КОНТАКТНА ЗАЩИТА ПРИ АКТИВЕН ТОВАР

При активен товар, работещ при източник на напрежение, по-малко от 300V, не може да настъпи светещ разряд и следователно такъв проблем няма да се разглежда. Ако захранващото напрежение е по-голямо от минималното напрежение на дъгов

разряд  $U_A$  (около 12 V), може да настъпи дъгов разряд, когато контактите са или отворени, или затворени. Дали ще се поддържа сама веднаж възникнала дъга, ще зависи от величината на товарния ток.

Ако токът на товара е под минималния ток на дъгов разряд  $I_A$ , дъгата бързо се прекъсва след началното ѝ образуване. В този случай се получава минимално увреждане на контактите и изобщо не е необходима схема на контактна защита. Вследствие на паразитния капацитет на схемата или на отскачането на контактите един от друг настъпва дъгов разряд, прекратява се и се възобновява многократно. Този вид искрене може да стане източник на височестотно излъчване и да изисква някаква защита за подтискане на интерференцията.

Ако токът на товара е по-голям от минималния ток на дъгов разряд  $I_A$ , се образува постоянна дъга. Тя може да причини значително увреждане на контактите. Ако токът е по-малък от допустимата стойност на тока през контактите и допустимият брой на преключванията е достатъчен, може да не се използва контактна защита.

Ако се налага използване на контактна защита при активен товар, възниква въпросът, от какъв вид да бъде тя. В съпротивителната схема максималното напрежение върху отворени или затворени контакти е захранващото напрежение. Следователно, ако приложеното захранващо напрежение е под 300 V, контактната защитна схема не трябва да осигурява защита против високо напрежение. Тази функция се изпълнява от самата схема. Необходимата контактна защитна схема трябва да ограничи началната скорост на нарастване на напрежението върху контактите, за да се предотврати започването на дъгов разряд. Това може да се постигне най-добре чрез използване на  $R-C-D$  схемата от фиг. 7.16B, включена паралелно на контактите.

## УКАЗАНИЯ ЗА ИЗБОР НА КОНТАКТНА ЗАЩИТА

За определяне вида на контактната защита при различни товари може да се използват следните указания:

1. *Неиндуктивни товари, които имат ток, по-малък от тока на дъгов разряд, изобщо не изискват контактна защита.*

2. *Индуктивни товари, които имат ток, по-малък от тока на дъгов разряд, трябва да имат за защита  $R-C$  схема или диодна схема.*

3. *Индуктивни товари, които имат ток, по-голям от тока на дъгов разряд, трябва да имат за защита  $R-C-D$  схема или диодна схема.*

4. *Неиндуктивни товари, които имат ток, по-голям от тока на дъгов разряд, трябва да използват  $R-C-D$  схема. Ако приложеното захранващо напрежение е по-малко от 300V, уравн. 7.4 не дава задоволителни резултати.*

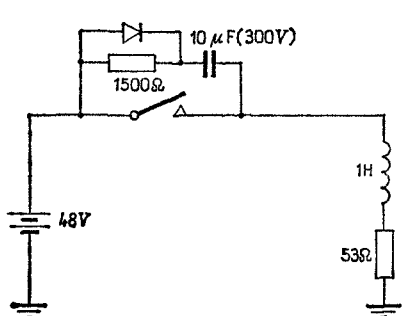
## ПРИМЕРИ

Изборът на подходяща контактна защита може да се разбере по-добре при разглеждане на някои числени примери.

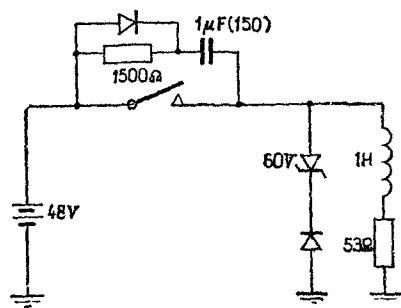
**Пример 7-1.** Бобина на реле със съпротивление  $150\ \Omega$  и индуктивност  $0,2\text{H}$  работи с постояннотоков източник  $12\text{V}$  през ключ със сребърни контакти. Проблемът е да се конструира контактна защитна схема, включена паралелно на бобината.

Постоянният ток през товара е  $80\ \text{mA}$ , който е по-малък от тока на дъгов разряд за сребърни контакти, следователно се приема  $R-C$  схема или диодна схема. За да се запази градиентът на напрежението върху контактите по-нисък от  $1\text{V}/\mu\text{s}$ , капацитетът на защитната схема трябва да бъде по-голям от  $0,08\ \mu\text{F}$  (съгласно урavn. 7.5). За да се поддържа максимално напрежение върху отворените контакти, по-ниско от  $300\text{V}$ , капацитетът трябва да бъде по-голям от  $0,014\ \mu\text{F}$  (съгласно уравнение 7.4). От урavn. 7.2 стойността на резистора трябва да бъде между  $30$  и  $150\ \Omega$ . Следователно се възприема схема на контактна защита с кондензатор  $0,1\ \mu\text{F}$  последователно със  $100\ \Omega$ , включена паралелно или към контактите, или към товара.

**Пример 7.2.** Магнитна спирачка с индуктивност  $1\text{H}$  и съпротивление  $53\ \Omega$  работи със захранващо напрежение  $48\ \text{V}$  през ключ със сребърни контакти. Ако се използват  $R-C$  контактна защитна схема, резисторът трябва да има стойност (съгласно урavn. 7.2)  $120 < R < 53$ . Тъй като това е невъзможно, трябва да се използва



Фиг. 7.19. Схеми на контактна защита за пример 7.2



Фиг. 7.20. Друг вид схема на контактна защита за пример 7.2. Тази схема позволява използването на по-малък кондензатор

по-сложна схема на защита, като например  $R-C-D$  схема. За нея резисторът трябва да има стойност, по-голяма от  $1200\ \Omega$  (от урavn. 7.7). Токът на спирачката в установен режим е  $0,9\text{A}$ . Следователно съгласно урavn. 7.5 кондензаторът трябва да бъде

по-голям от  $0,9 \mu\text{F}$ , зада ограничи градиента на напрежението върху контактите при отваряне. От уравн. 7.4 кондензаторът трябва да бъде по-голям от  $9 \mu\text{F}$ . При това положение може да се използва кондензатор  $10 \mu\text{F}$  с номинално напрежение  $300\text{V}$ , резистор  $1500 \Omega$  и диод по схемата от фиг. 7.19. Кондензаторът  $10 \mu\text{F}/300 \text{V}$  е с относително големи размери. За да се избегне използването на такива големи кондензатори, би могло да се използват следните алтернативни решения. Ако паралелно на товара се постави последователна комбинация от ценеров диод  $60\text{V}$  и изправителен диод, максималното напрежение на преходния процес върху товара ще се ограничи до  $60\text{V}$ . Максималното напрежение върху контактите при отваряне ще бъде напрежението на ценеровия диод плюс захранващото напрежение, или  $108 \text{V}$ . Следователно кондензаторът в защитната схема не трябва да се избира от съображения да се ограничи максималното напрежение върху контактите до  $300\text{V}$ , тъй като това напрежение вече е ограничено от диода до  $108 \text{V}$ . Единственото изискване, на което трябва да отговаря кондензаторът, е да удовлетворява уравн. 7.5. Следователно може да се използва кондензатор  $1 \mu\text{F}/150\text{V}$ , показан на фиг. 7.20, с което отпадна необходимостта от кондензатор с големи размери, като кондензатор  $10 \mu\text{F}/300\text{V}$ .

## РЕЗЮМЕ

- За превключващите контакти са важни два типа електрически пробив: светещ или газов разряд и лъгов или разряд с изпарение на метал.
- За предотвратяване на светещия разряд напрежението върху контактите трябва да бъде по-ниско от  $300 \text{V}$ .
- За предотвратяване на дъговия разряд началната скорост на нарастване на контактното напрежение трябва да бъде по-малка от  $1 \text{V}/\mu\text{s}$ .
- Лампите и капацитивните товари могат да причинят увреждане на контактите при затваряне вследствие на големите лавинообразни начални токове.
- Индуктивните товари са най-опасни за повреда на контактите вследствие на високите напрежения, които се създават при прекъсване на тока през товара.
- $R-C$  схемата е най-разпространената схема на защита.
- $R-C-D$  схемата или диодната схема са най-ефикасните схеми за контактна защита.
- Трябва да се взема пред вид влиянието на контактната защитна схема върху времето на отпускане при индуктивни товари.
- Диод, свързан паралелно на бобината, е много ефикасен за защита срещу преходните процеси, обаче той може да създаде проблеми при работата, тъй като забавя бързото намаление на тока през бобината.

## БИБЛИОГРАФИЯ

- Auger, R. W., and Puerschner, K., *The Relay Guide*, Reinhold, New York 1960
- Bell Laboratories, *Physical Design of Electronic Systems* Vol. III, Integrated Device and Connection Technology, Chapter 9 (Performance Principles of Switching Contacts), Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J., 1971.
- Dewey, R., «Everyone Knows That Inductive Loads Can Greatly Shorten Contact Life», *EDN*, April, 5, 1973.
- Duell, J. P. Jr., «Get Better Price/Performance From Electrical Contacts», *EDN*, June 5, 1973.
- Holm, R., *Electrical Contacts*, Fourth Edition, Springer-Verlag, Berlin, 1967.
- National Association of Relay Manufacturers, *Engineers' Relay Handbook*, Second Edition, Hayden Book Co., New York, 1969.
- Oliver, F. J., *Practical Relay Circuits*, Hayden Book Co., New York, 1971.



# 8

## ИЗТОЧНИЦИ НА СОБСТВЕН ШУМ

Даже и да се премахнат от схемите всички външни шумови връзки, теоретически ще съществува минимално ниво на шума вследствие на известни собствени или вътрешни източници на шум. Въпреки че ефективната стойност на тези източници на шум може да бъде определена точно, моментните амплитуди могат да се предскажат само с помощта на вероятностен подход. Вътрешни шумове съществуват в почти всички електронни компоненти.

В тази глава се разглеждат трите най-важни източника на собствен шум — топлинен шум, дробов шум и контактен шум. Освен това се обсъждат още импулсният шум и методите за измерване на случайния шум.

### ТОПЛИНЕН ШУМ

Топлинният шум се получава от топлинното движение на електроните в резистора, който задава долната граница на шума, съществуващ в схемата. Топлинният шум се определя като съпротивителен шум или «Шум на Джонсън» (на името на *J. V. Johnson* — неговия откривател). Джонсън (1928) открива, че във всички проводници съществува известно неперiodично напрежение, чиято стойност зависи от температурата. По-нататък Найкуист (1928) извежда математическия израз за напрежението на шума чрез използване на термодинамичния резонанс. Той е показал, че при отворена верига ефективната стойност на напрежението на шума, създаден в съпротивлението, е

$$U_t = \sqrt{4kTB R}, \quad (8.1)$$

където

$k$  — константа на Болцман ( $1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ ),

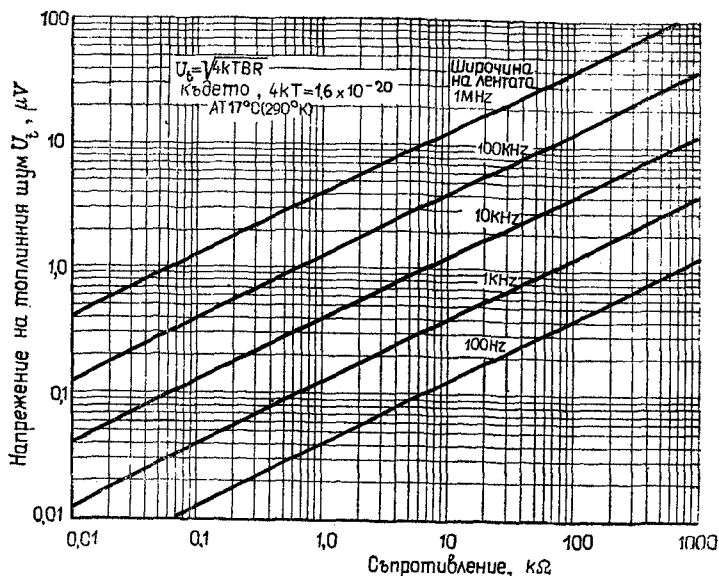
$T$  — абсолютната температура ( $^\circ\text{K}$ ),

$B$  — широчина на шумовата лента (Hz),

$R$  — съпротивление ( $\Omega$ ).

При стайна температура ( $290^\circ\text{K}$ )  $4kT$  е равно на  $1,6 \times 10^{-20} \text{ W/Hz}$ . Широчината на лентата  $B$  в уравн. 8.1 е еквивалентната широчина на лентата на шума на системата, която се разглежда. Изчислението на еквивалентната широчина на лентата на шума се разглежда на стр. 211.

Топлинният шум съществува във всички елементи, които имат съпротивление. Графичната зависимост на напрежението на топлинния шум от съпротивлението при температура 17°C (290° K) е дадена на фиг. 8.1. Нормалните изменения на температурата оказват слабо влияние върху стойността на напрежението на топлин-



Фиг. 8.1. Напрежение на топлинния шум във функция от съпротивлението и широчината на лентата

ния шум. Например при температура 117°C напрежението на шума е само 16% по-голямо от това, което е дадено на фиг. 8.1 за 17°C.

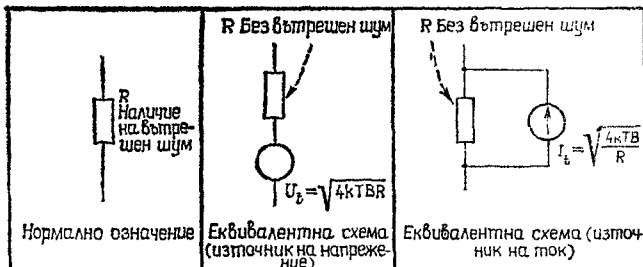
Уравн. 8.1 посочва, че напрежението на топлинния шум е пропорционално на квадратния корен от широчината на шумовата лента и съпротивлението. Следователно за намаляване напрежението на топлинния шум на системата е целесъобразно да се намалят съпротивлението и широчината на лентата. Ако топлинният шум представлява все още проблем, същественото му намаляване е възможно при работа на схемите при пределно ниски температури непосредствено до абсолютната нула или чрез използване на параметрични усилватели. Тъй като усилването на параметричния усилвател се получава за сметка на промените на реактansa с голяма скорост, усилвателят няма топлинен шум.

Топлинният шум в резистор може да се представи като прибавяне на източник на напрежение на топлинния шум  $U_t$ , последователно свързан в резистора, както е показано на фиг. 8.2. Стой-

ността на  $U_t$  е определена от уравн. 8.1. В някои случаи е за предпочитане топлинният шум да се представи чрез еквивалентен генератор на ток с ефективна стойност на тока

$$I_t = \sqrt{\frac{4kTB}{R}}, \quad (8.2)$$

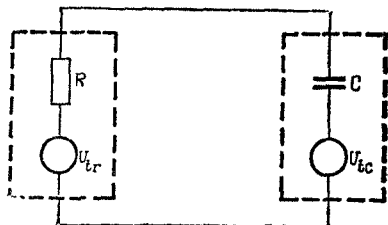
включен паралелно на резистора. Това е показано на фиг. 8.2.



Фиг. 8.2. Топлинният шум в резистора може да бъде представен чрез еквивалентна схема като източник на напрежение (в средата) или като източник на ток (вдясно)

Топлинният шум е универсална функция независимо от структурата на резистора. Например въглеродослоен резистор от 1000  $\Omega$  има същото количество топлинен шум, както и 1000-омов танталов металослоен резистор. Действителният резистор има по-голям шум от неговия топлинен шум, но никога по-малък. Този допълнителен или извънреден шум се дължи на наличието на други източници на шум. Обсъждането на шума в реалните резистори беше разглеждано в глава 5.

Елементите на електрическата схема могат да създадат топлинен шум само ако са в състояние да разсейват енергия. Следователно реактивните съпротивления не създават топлинен шум. Това може да се демонстрира чрез разглеждане на примера за резистор и кондензатор, свързани, както е показано на фиг. 8.3. Тук най-напред се прави погрешното допускане, че кондензаторът създава напрежение на топлинен шум  $U_{tc}$ . Мощността, която генераторът на напрежение  $U_{tc}$  доставя в резистора, е  $P_{cr} = N(f) U_{tc}^2$ , където  $N(f)$  е някаква нулева функция на схемата.\*. Мощността, която генераторът на

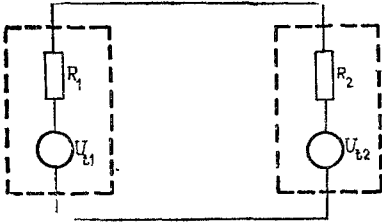


Фиг. 8.3. Една R—C схема може да бъде в термодинамично равновесие, ако  $U_{tc}$  е равно на 0

\* В този пример

$$N(f) = \frac{1}{R} \left( \frac{j\omega}{j\omega + 1/RC} \right)^2. \quad (Б.а)$$

напрежение  $U_{tr}$  доставя в кондензатора, е равна на нула, тъй като кондензаторът не може да разсейва енергия. За постигане на термодинамично равновесие мощността, която резисторът доставя в капацитета, трябва да бъде равна на мощността, която кондензаторът доставя в резистора. С други думи, при повишаване на температурата на единия елемент трябва да се понижава температурата на другия елемент. Следователно



Фиг. 8.4. Два паралелно съединени резистора се намират в термодинамично равновесие

$$P_{cr} - N(f) U_{tc}^2 = 0. \quad (8.3)$$

Функцията  $N(f)$  не може да бъде равна на нула за всички честоти, защото тя е функция на схемата. Тогава остава да бъде равно на нула

напрежението  $U_{tc}$ , с което се показва, че кондензаторът не създава топлинен шум.

Нека сега да се свържат заедно два резистора с различни стойности (при една и съща температура), както е показано на фиг.8.4, и да се провери термодинамичното равновесие. Мощността, която генераторът на напрежение  $U_{t1}$  отдава в резистора  $R_2$ , е

$$P_{12} = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)^2} U_{t1}^2. \quad (8.4)$$

При заместване от урavn. 8.1 стойността за  $U_{t1}$  се получава

$$P_{12} = \frac{4kTB R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2}. \quad (8.5)$$

Мощността, която генераторът на напрежение  $U_{t2}$  отдава в резистора  $R_1$ , е

$$P_{21} = \frac{R_1}{(R_1 + R_2)^2} U_{t2}^2. \quad (8.6)$$

При заместване от урavn. 8.1 стойността за  $U_{t2}$  се получава

$$P_{21} = \frac{4kTB R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2}. \quad (8.7)$$

Сравнението на уравн. 8-5. с уравн. 8.7 показва , че

$$P_{12} = P_{21}, \quad (8.8)$$

с което се доказва, че двата резистора са в термодинамично равновесие.

Мощността, която генераторът  $U_{11}$  отдава в собственото съпротивление  $R_1$ , не беше взета пред вид в горните изчисления. Тази мощност се създава от  $R_1$  и се разсейва в него. По такъв начин тя влияе косвено върху температурата на резистора  $R_1$ . Съответно не беше разглеждана мощността, която генераторът  $U_{22}$  отдава в собственото съпротивление  $R_2$ .

Нека сега да бъде разгледан случаят, когато двата резистора от фиг. 8.4 са с еднаква стойност и се осъществява максимално прехвърляне на енергия между резисторите. За този случай може да се напише

$$P_{12} = P_{21} = P_n = \frac{U_i^2}{4R}. \quad (8.9)$$

Заместването от уравн. 8.1 на  $U_i$  дава

$$P_n = kTB \text{ ват.} \quad (8.10)$$

Количеството  $kTB$  се определя като «налична мощност на шума». При стайна температура [17°C] тази мощност на шума, отнесена за 1 херц от широчината на лентата, е  $4 \times 10^{-14} \text{ W}$  и е независима от стойността на съпротивлението.

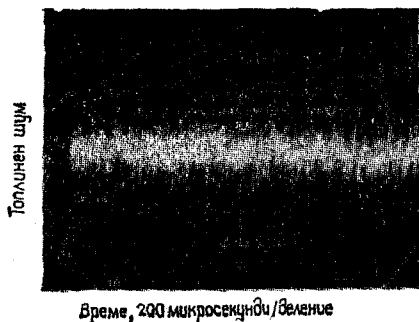
Показано е [Van der Ziel, 1954, стр. 17], че топлинният шум, създаден при едно произволно свързване на пасивни елементи, е равен на топлинния шум, който се създава от съпротивление, равно на реалната част от еквивалентния импеданс на схемата. Това обстоятелство се използва за изчисление на топлинния шум на комплексни пасивни схеми.

## ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ТОПЛИННИЯ ШУМ

Спектралното разпределение на мощността на топлинния шум е равномерно. За определяне ширината на лентата някъде по спектъра наличната мощност на шума е постоянна и независима от стойността на съпротивлението — например мощността на шума в лента 100 Hz между 1 000 000 и 1 000 100 Hz. При наблюдение на шума на широколентов осцилоскоп топлинният шум се вижда, както е на фиг. 8.5. Такъв шум с равномерно разпределение на енергията по отношение на честотата се нарича «бял шум», което означава, че той е съставен от множество еднакви честотни компоненти. Много други източници на шум имат характеристика,

подобна на тази на топлинен шум, и съответно се отнасят към източниците на бял шум.

Въпреки че ефективната стойност на топлинния шум е вече определена, моментната стойност може да се определи само чрез

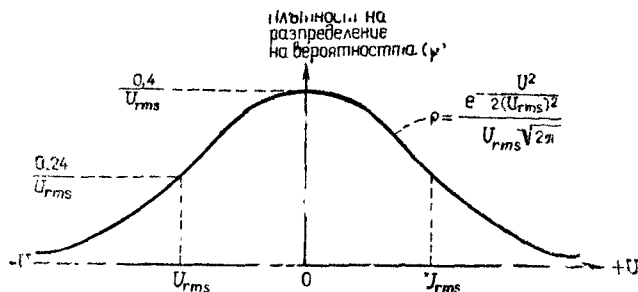


Фиг. 8.5. Топлинен шум на екрана на широколентов осцилоскоп (хоризонтална развивка 200  $\mu$ s/деление)

стойности, близки до нула, са най-често срещани.

Върховият коефициент на една вълнова форма се определя като отношение на върховете към ефективната стойност. За топ-

теорията на вероятностите, Моментната амплитуда на топлинния шум е равна на нула, а ефективната стойност е дадена чрез уравн. 8.1. Фиг. 8.6 показва функцията на плътността на разпределение на вероятността за топлинния шум. Вероятността за получаване на моментно напрежение между две стойности е равна на интеграла от функцията на плътността на разпределение на вероятността между двете стойности. Функцията е най-голяма при стойност 0, която показва, че



Фиг. 8.6. Плътност на разпределение на вероятността за топлинен шум (гаусово разпределение)

линния шум функцията на плътността на разпределение на вероятността, показана на фиг.8.6, асимптотично клони към нула за големите положителни и отрицателни амплитуди на напрежението. Тъй като кривата никога не достига стойност нула, теоретически не съществува крайна граница за стойността на моментното напрежение на шума. На тази база върховият коефициент би трябвало да бъде безкраен, което не е подходящ за приложение резултат. По-подходящ за приложение резултат се получава, ако се изчис-

ли върхов коефициент за върхови напрежения, които се случват за определен процент от време. В табл. 8.1 са показани тези резултати. Обикновено, ако се разгледат само върховите напрежения, които се случват на 0,01% от времето, за топлинния шум се използва върхов коефициент, приблизително равен на 4.

Таблица 8.1

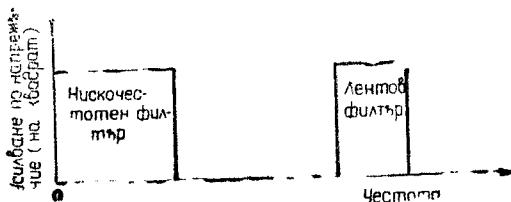
Върхови коефициенти за топлинен шум

Процент от времето за поява на върхово напрежение	Върхов коефициент (върхово напрежение) ефективно напрежение
1,0	2,6
0,1	3,3
0,01	3,9
0,001	4,4
0,0001	4,9

## ЕКВИВАЛЕНТНА ШИРОЧИНА НА ЛЕНТАТА НА ШУМА

Широчината на лентата  $B$  е широчината на правоъгълна лента с постоянно усилване по напрежение на системата или схемата, която се разглежда. Широчината на лентата на шума се определя за системата с еднакво усилване в пропусканата лента и с усилване, равно на нула извън нея. Фиг. 8.7 показва идеалната характеристика за нискочестотна схема и за лентова схема.

Реалните схеми не притежават такива идеални характеристики, но имат характеристики, подобни на тези от фиг. 8.8. Проблемът е следователно да се намери еквивалентната широчина на лентата на шума, която може да се използва в изразите, за да се

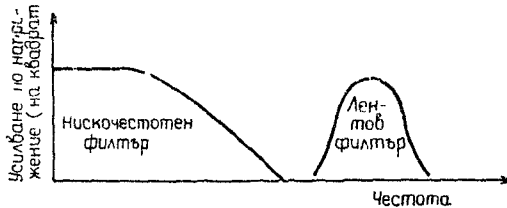


Фиг. 8.7. Идеална широчина на лентата на нискочестотен и лентов елемент

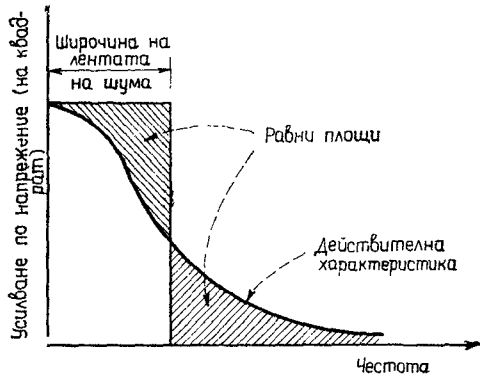
получат същите резултати, които дава на практика една действителна неидеална характеристика. При източник на бял шум (еднаква мощност на шума в цялата широчина на определена пропускана лента в спектъра) проблемът се решава, ако площта под

кривата на еквивалентната пропускана лента е равна на площта под действителната крива на шума. Такъв случай за нискочестотна схема е показан на фиг. 8.9.

За предавателна функция на схема  $A(f)$  (изразена като отношение на напрежение или ток) съществува еквивалентна широ-



Фиг. 8.8. Действителна ширина на лентата на нискочестотен и лентов елемент



Фиг. 8.9. Действителна характеристика и еквивалентна ширина на лентата на шума за нискочестотна схема. Кривата е начертана в линеен мащаб

чина на лентата на шума с постоянна величина на предаване  $A$  и ширина на лентата от

$$B = \frac{1}{|A_0|^2} \int_0^{\infty} |A_i(f)|^2 df. \quad (8.11)$$

Типичната лентова функция е показана на фиг. 8.10. За  $A_0$  обикновено се взема максималната стойност на  $A(f)$ .

**Пример 8-1.** Да се изчисли еквивалентната ширина на лентата за обикновена  $R-C$  схема, показана на фиг. 8.11. Усилването

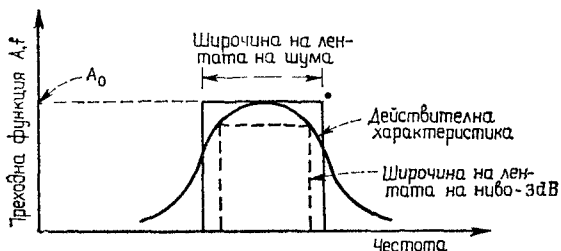


по напрежение на тази схема (при определено време) с един полюс в зависимост от честотата е

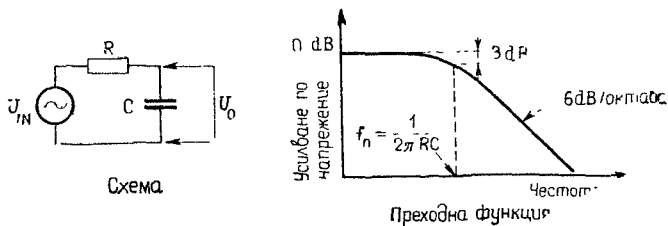
$$A(f) = \frac{f_0}{jf + f_0}, \quad (8.12)$$

където

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (8.13)$$



Фиг 8 10 Някои схемни преходни функции могат да бъдат изразени чрез еквивалентна лента на пропускане с постоянно отношение на предаване



Фиг 8 11 R-C схема

Честотата  $f_0$  е тази, при която усиляването по напрежение спада с 3 dB съгласно фиг. 8.11. При  $f=0$   $A(f)=A_0=1$ . Заместването на уравн. 8.12 в 8.11 дава

$$B = \int_0^{\infty} \left[ \frac{f_0}{\sqrt{f_0^2 + f^2}} \right]^2 df, \quad (8.14 \text{ а})$$

$$B = f_0^2 \int_0^{\infty} (f_0^2 + f^2)^{-1} df. \quad (8.14 \text{ б})$$

Този израз може да се интегрира при допускане, че  $f = f_0 \operatorname{tg} \theta$ , и следователно  $df = f_0 \sec^2 \theta d\theta$ . Заместването на този израз в уравн. 8.14 б дава

$$B = f_0 \int_0^{\frac{\pi}{2}} d\theta. \quad (8.15)$$

След интегрирането се получава

$$B = \frac{\pi}{2} f_0. \quad (8.16)$$

Следователно еквивалентната широчина на лентата за тази схема е  $\pi/2$ , или 1,57 пъти широчината на лентата при 3dB намаляване на усилването. Този резултат може да се приложи за някои схеми, които могат да бъдат представени като еднополюсни или високочестотни филтри. Този резултат също е приложим за определени активни елементи, като транзистори, които могат да бъдат представени с модели като еднополюсни нискочестотни схеми.

В табл. 8.2 е дадено отношението на лентата на шума към лентата на пропускане на схемата на ниво 3dB за различен брой еднакви полюси. Както може да се види, с повишаването на броя на полюсите широчината на лентата на шума клони към тази на лентата на пропускане на схемата на ниво 3dB. В случай на 3 и повече полюси на мястото на лентата на шума само с малка грешка може да се използва лентата на схемата.

Т а б л и ц а 8.2

Отношение на широчината на лентата на шума  $B$  към широчината на лентата за ниво 3d B  $f_0$

Брой на полюсите	$B/f_0$	Високочестотно затихване (dB/октава)
1	1,57	6
2	1,22	12
3	1,15	18
4	1,13	24
5	1,11	30

Вторият метод за определяне широчината на лентата на шума е чрез графично интегриране. Това се прави чрез начертаване на правоъгълната характеристиката на усилване по напрежение на рас

терна хартия. Правоъгълникът на шумовата лента се начертава така, че площта под кривата на лентата на шума да бъде равна на площта под действителната крива, както е показано на фиг. 8.9.

## ДРОБОВ ШУМ

Дробовият шум е свързан с тока, протичащ през потенциална бариера. Той се дължи на флукуацията на тока около неговата средна стойност, която е резултат на случайната емисия на електрони (или на дупки при Р-проводимост). Този шум съществува при електровакуумните прибори и полупроводниците. При електровакуумните прибори дробовият шум се получава от случайната емисия на електрони от катода. При полупроводниците дробовият шум е резултат на случайната дифузия на носителите на заряди през базата на транзистора и на случайните генерации и рекомбинации на двойките електрон—дупка.

Дробовият ефект е анализиран теоретически от В. Шотки в 1918 г. Той е показал, че ефективната стойност на тока на шума е равна на (Van der Ziel, 1954, стр. 91)

$$I_{sh} = \sqrt{2qI_{dc}B}, \quad (8.17)$$

където

$q$  е заряд на електрона ( $1,6 \times 10^{-19}$  кулона),  
 $I_{dc}$  — среден постоянен ток (А),  
 $B$  — ширина на лентата на шума (Hz).

Уравн. 8.17 е подобно по форма на уравн. 8.2. Плътността на мощността на дробовия шум е постоянна с честотата и амплитудата има гаусово разпределение. Шумът представлява бял шум и има същите характеристики като описаните преди характеристики на топлинния шум. При разделяне на уравн. 8.17 на квадратния корен от широчината на лентата се получава

$$\frac{I_{sh}}{\sqrt{B}} = \sqrt{2qI_{dc}} = 5,66 \times 10^{-10} \sqrt{I_{dc}}. \quad (8.18)$$

В уравн. 8.18 токът на шума за квадратен корен от шумовата лента е само функция на постоянния ток, протичащ през елемента. Следователно чрез измерване на постоянния ток на елемента може доста точно да се определи количеството на дробовия шум.

При провеждане на измервания на коефициента на шума на усилватели (този въпрос се обсъжда в глава 9) използването на променлив източник на бял шум може съществено да опрости измерването. Като източник на бял шум може да се използва диод. Ако дробовият шум е определящ източник на шум в диода, ефективната стойност на тока на шума може да се определи просто чрез измерване на постоянния ток през диода.

## КОНТАКТЕН ШУМ

Контактният шум се причинява от флукуациите на проводимостта вследствие на неидеален контакт между два материала. Това се случва навсякъде, където два проводника се допират, например в ключове и релейни контакти. Такова явление се наблюдава също така и в транзистори и диоди вследствие на лош контакт и в композиционни резистори и въгленови микрофони, които са съставени от множество слепени малки частици.

Контактният шум има и много други наименования. Когато се открива при резистори, той се определя като «излишен шум». Когато се наблюдава при електровакуумни прибори, обикновено се определя като «фликер—шум». Вследствие на неговата равномерна честотна характеристика той се нарича често « $1/f$  шум» или «нискочестотен шум».

Контактният шум е право пропорционален на стойността на постоянния ток. Плътноста на мощността се изменя обратно пропорционално на честотата ( $1/f$ ) и амплитудата е с гаусово разпределение. Токът на шума за квадратен корен от широчината на лентата може да се изрази приблизително (Van der Ziel, 1954, стр. 209) като

$$\frac{I_f}{\sqrt{B}} \approx \frac{K I_{dc}}{\sqrt{f}}, \quad (8.19)$$

където

$I_{dc}$  е средна стойност на постоянния ток (А),

$f$  — честота (Hz),

$K$  — константа, която зависи от типа на материала и от неговата геометрия,

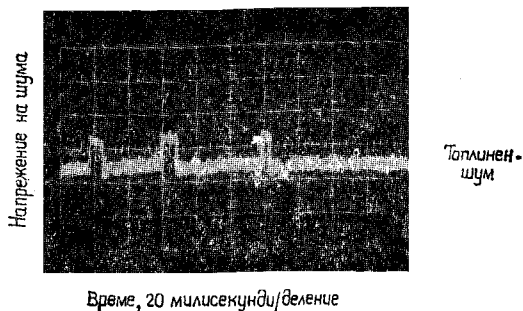
$B$  — широчина на лентата в херци, съсредоточена около честотата ( $f$ ).

Трябва да се отбележи, че стойността на контактния шум може да стане много голяма за ниски честоти вследствие на нейната  $1/f$  характеристика. Повечето от теоретичните постановки, използвани за оценка на контактния шум, предсказват, че за някои ниски честоти амплитудата остава постоянна. Обаче измерванията на контактен шум за честоти, по-ниски от няколко цикъла на ден, указват за характеристика  $1/f$ . Поради честотните си характеристики контактният шум е обикновено най-съществен източник на шум в нискочестотните схеми.

## ИМПУЛСЕН ШУМ

Импулсният шум е открит за първи път в полупроводниковите диоди и понастоящем беше преоткрит в интегралните схеми. Ако такъв импулсен шум бъде усилен и се подаде към високоговорител,

той ще звучи подобно на подскачане на царевични пуканки, заедно с топлинен шум, който създава звуков фон, подобен на шума от нагрятото масло при пържене; оттук е произлязло името «пукащ шум».



Фиг. 8.12. Изходен сигнал на интегрален операционен усилвател с импулсен шум. Случайният шум върху основната линия и на горната площадка на импулсите е топлинен шум

За разлика от другите източници на шум, обсъждани в тази глава, импулсният шум се дължи на дефекти при производството и може да се елиминира чрез подобряване на производствените процеси. Този шум се причинява от дефекти в преходите на полупроводникови прибори. Импулсният шум се среща във вид на внезапни отскоци, като причинява дискретни промени на нивото, както е показано на фиг. 8.12. Широчината на импулсите на шума варира от микросекунди до секунди. Скоростта на повторение, която е периодична, варира от няколко стотин импулса за секунда до по-малко от импулс на минута. За някои отделни видове елементи амплитудата остава постоянна, тъй като тя е функция на дефекта на прехода. Типично амплитудата на импулсния шум е от 2 до 100 пъти по-голяма от тази на топлинния шум.

Разпределението на плътността на мощността на импулсния шум представлява характеристика  $1/f^n$ , където  $n$  е обикновено 2. Тъй като шумът е явление, свързано с тока, напрежението на импулсния шум е най-голямо в схеми с висок импеданс, например входна верига на операционен усилвател.

## НАСЛАГВАНЕ НА ШУМОВИ НАПРЕЖЕНИЯ

Шумовите напрежения или токове, създадени независимо един от друг, без взаимна връзка са некорелирани. Когато некорелирани източници на шум се наслагват, общата мощност на шумовете

е равна на сумата от отделните мощности. При събиране на два генератора на напрежение на шум  $U_1$  и  $U_2$  на базата на мощностите им се получава

$$U_{\text{общо}}^2 = U_1^2 + U_2^2. \quad (8.20)$$

Общото напрежение на шума може да се напише като

$$U_{\text{общо}} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2}. \quad (8.21)$$

Следователно некорелирани напрежения на шума могат да се събират чрез използване на квадратния корен от сумата на квадратите на отделните напрежения на шума.

Две корелирани напрежения на шум могат да се събират чрез използване на израза

$$U_{\text{общо}} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2\gamma U_1 U_2}, \quad (8.22)$$

където  $\gamma$  е корелационен коефициент, който може да приема стойности от  $+1$  до  $-1$ . Когато ( $\gamma$ ) е равно на нула, напреженията са некорелирани; когато ( $\gamma$ ) е равно на  $1$ , напреженията са напълно корелирани. За стойности на  $\gamma$  между  $0$  и  $+1$  или между  $0$  и  $-1$  напреженията са частично корелирани.

## ИЗМЕРВАНЕ НА СЛУЧАЕН ШУМ

Измерванията на шума обикновено се правят на изхода на схемата или усилвателя. Това се прави по две причини: (1) шумът на изхода е по-голям и е по-лесно да бъде отчетен на измерителя и (2) избягва се влиянието на измерителя на шума върху екранирането, заземяването или балансирането на входната верига на измервателното устройство. Ако се търси стойността на еквивалентния шум на входа, измерва се изходният шум и се разделя на усилването на схемата, за да се получи еквивалентното входно напрежение на шума.

Тъй като повечето измерителни уреди са предназначени за измерване на синусоидални напрежения, трябва първоначално да се изследва тяхната устойчивост на въздействието на източници на случаен шум. Трите общи изисквания към измерителя на шума са: 1) той трябва да съответствува на мощността на шума; 2) уредът трябва да има върхов коефициент, равен или по-голям от  $4$ , и 3) широчината на пропусканата лента на измерителя трябва да бъде най-малко  $10$  пъти по-голяма от лентата на шума на измервателната схема. Сега ще бъдат разгледани възможностите на различните типове измерители, използвани за измерване на бял шум.

· Най-подходящ за тази цел е измерителят на ефективни стойности ако има достатъчна широчина на пропусканата лента и съответен върхов коефициент. Ако стойността на последния е по-малка от 3, се получава грешка, по-малка от 1,5%, докато върхов коефициент 4 дава грешка, по-малка от 0,5%. При това не се изисква корекция на показаниято на измерителя.

Най-обикновеният променливотоков волтметър измерва средната стойност на вълновата форма, но има скала, градуирана в показания за ефективна стойност. Този измерител използва изправителна схема и неговата индикаторна система се отклонява пропорционално на средната стойност на вълновата форма, която се измерва. За синусоидално колебание ефективната стойност е 1,11 пъти по-голяма от средната стойност. Следователно скалата на измерителя се калибрира да отчита 1,11 пъти по-голяма стойност от реално измерената величина. За белия шум обаче ефективната стойност е 1,25 пъти по-голяма от средната стойност. Следователно при измерване на бял шум измерител, който съответствува на средната стойност, в случая ще отчита много по-ниска стойност. Ако по широчина на пропусканата лента и по върховия коефициент измерителят отговаря на изискванията за измерване на бял шум, такъв уред може да бъде използван, но показанията му трябва да бъдат умножени по 1,13 или да бъдат прибавени към резултата 1,1dB. Измерванията трябва да бъдат направени в първата половина на скалата, за да се избегне претоварването на уреда при върхови напрежения на колебанията на шума.

Пиковите волтметри не могат да се използват за измервания на шумови напрежения, тъй като тяхната характеристика зависи от зарядната и разрядната времеконстанта на отделния използван уред.

Осцилографните измервания често се пренебрегват, но те са едно отлично средство за измерване на бял шум. Предимството, което имат пред всички други индикатори, е, че вълновата форма, която се измерва, може и да се види. По този начин можем да бъдем сигурни, че измерваме именно желанния случаен шум, а не някакво индуктирано напрежение или фона на електрическата мрежа. Ефективната стойност на белия шум е приблизително равна на стойността от връх до връх, отчетена от осцилоскопа и разделена на 8\*. При определяне на върховите стойности на шума по осцилоскопа едно или две върхови напрежения, които са значително по-големи, отколкото останалите в колебанието на шума, се пренебрегват. При известен малък опит ефективната стойност може да се определи доста точно по този метод. С осцилоскоп случайният шум може да се измери даже и при наличие на фон от електрическата мрежа или на други неслучайни източници на шум, тъй като вълновите форми могат да бъдат разграничени и да се измерят поотделно на екрана.

\*Това е вярно при приемане на върхов коефициент 4. (Б. а.)

Табл. 8-3 обобщава характеристиките на различните типове измерителни уреди, използвани за измерване на бял шум.

Таблица 8.3

Характеристики на измерителни уреди за измерване на бял шум

Тип на измерителя	Корекционен коефициент	Забележка
Измерва и отчита ефективната стойност	няма	Широчината на пропусканата лента на измерителя е 10 пъти по-голяма от широчината на лентата на шума и с върхов коефициент 3 или по-голям
Измерва средна стойност, калибриран в ефективна стойност	Показанието се умножава по 1,13 или се прибавят към него 1,1 dB	Широчината на пропусканата лента на измерителя е 10 пъти по-голяма от широчината на лентата на шума и върховият коефициент е 3 или по-голям. Отчита се в първата половина на скалата за избягване на върховото претоварване на уреда
Измерва върхова стойност калибриран в ефективна стойност	Не се използва	
Осцилоскоп	Ефективна стойност $\frac{1}{\sqrt{2}}$ от стойността от връх до връх	Може да се наблюдава вълновата форма, за да е сигурно, че това е случаен шум, а не индуктирано напрежение. Пренебрегват се случайните екстремни върхови напрежения

## РЕЗЮМЕ

- Топлинен шум съществува във всички елементи, съдържащи резистор.
- Реактансите не създават топлинен шум.
- Топлинен шум, създаден в някаква комбинация от пасивни елементи, е равен на топлинния шум, който може да бъде създаден



от съпротивление, равно на активната част на импеданса на еквивалентната схема.

- Дробовият шум се създава при протичане на ток през потенциална бариера

- Контактният шум ( $1/f$  шум) съществува винаги когато протича ток през нееднороден материал.

- Контактният шум представлява проблем само за ниски честоти.

- Импулсният шум може да се елиминира чрез подобряване на производствените процеси.

- Широчината на лентата на шума е по-голяма от пропусканата лента на схема на ниво 3dB

- С нарастването на броя на полюсите (времоконстантите) широчината на лентата на шума се доближава до широчината на пропусканата лента на ниво 3dB.

- Върховият коефициент за топлинен шум се допуска обикновено равен на 4.

- Некорелирани напрежения на шума се събират на основата на мощностите си, следователно

$$U_{\text{общо}} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_m^2}$$

## БИБЛИОГРАФИЯ

Baxandale P. J.; «Noise in Transistor Circuits Part I. » *Wireless World*, Vol. 74, November, 1968.

Bennett, W. R., «Characteristics and Origins of Noise — Part I » *Electronics*, Vol, 29, pp. 154—160, March.1956.

Campbell, R. H., Jr., and Chipman, R. A , «Noise from Current-Carrying Resistors 20 to 500 Kc.» *Proceedings of I. R. E* , Vol. 37, pp. 938—942, August, 1949.

Dummer, G. W. A., *Fixed Resistors*, Sir Isaac Pitman, London, 1956.

Johnson, J. B., «Thermal Agitation of Electricity in Conductors, *Physical Review*, Vol. 32, pp. 97—109, July 1928.

Lathi, B. P., *Signals, Systems and Communications*, Chapter 13, Wiley, New York, 1965.

Mumford, W. W., and Scheibe, E. H., *Noise Performance Factors in Communication Systems*, Horizon House, Dedham, Mass., 1969.

Nyquist, H., «Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors» *Physical Review*, Vol 32, pp. 110—113, July, 1928.

Van der Ziel, A., *Fluctuation Phenomena in Semi-Conductors*, Academic, New York, 1959.

Van der Ziel, A , *Noise*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J , 1954

# 9

## ШУМ В АКТИВНИ ЕЛЕМЕНТИ

Биполярните транзистори, полевите транзистори, интегралните операционни усилватели имат присъщи на тях физически механизми на създаване на шумове. Настоящата глава обсъжда тези вътрешни източници на шум и показва необходимите условия за оптимизация на шумовите характеристики на схемите и системите.

Преди да бъде разгледан шумът в активните елементи, ще бъдат представени общите положения по определяне на измерване на шума. Този общ анализ извежда система от стандартни параметри на шума, които се използват за оценка на шума при различните елементи. Общите методи за определяне на шума на елементите са: 1) коефициент на шума и (2) използване на модел на напрежението и на тока на шума.

### КОЕФИЦИЕНТ НА ШУМА

Определението за коефициент на шума е дадено през 1940 г. като метод за оценяване на шума в електронните лампи. Въпреки въведените различни сериозни ограничения този параметър е все пак широко използван и до днес.

Коефициентът на шума ( $F$ ) е количествена оценка, с която се сравняват възможностите на елемент с шумови свойства и тези на идеалния (безшумния) елемент. Той може да бъде дефиниран като

$$F = \frac{\text{изходна мощност на шума за реален елемент } (P_{no})}{\text{изходна мощност на шума на идеален елемент}} \quad (9.1)$$

Изходната мощност на шума на идеалния елемент се дължи само на мощността на топлинния шум на съпротивлението на източника. Стандартната температура за измерване на мощността на шума на източника е 290°K. Следователно коефициентът на шума може да се запише като

$$F = \frac{\text{изходна мощност на шума вследствие шума на реален елемент } (P_{no})}{\text{изходна мощност вследствие шума на източника}} \quad (9.2)$$

Една еквивалентна дефиниция на коефициента на шума е отно-

шенното сигнал/шум на входа, разделено на отношението сигнал/шум на изхода:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (9.3)$$

Тези отношения сигнал/шум трябва да бъдат отношения на мощности, освен ако входният импеданс е равен на изходния (тогарния) импеданс, в който случай могат да бъдат използвани квадратите на напреженията или токовете или отношенията на мощностите.

Всички измервания на коефициента на шума трябва да се правят при активен източник, както е показано на фиг. 9.1. Входното напрежение на шума при отворена верига е равно точно на топлинния шум на съпротивлението на източника  $R_s$ , или

$$U_t = \sqrt{4kTB R_s} \quad (9.4)$$

При температура  $290^\circ\text{K}$  това представлява

$$U_t = \sqrt{1,6 \times 10^{-20} B R_s} \quad (9.5)$$

Ако схемата има усилване  $A$ , определено като отношение на изходното напрежение, измерено върху  $R_L$ , към напрежението на източника при отворена схема, тогава частта от изходното напрежение, дължаща се на топлинния шум в  $R_s$ , ще бъде  $AU_t$ . При използване на  $U_{no}$  като пълното изходно напрежение на шума, измерено върху  $R_L$ , коефициентът на шума може да се напише като

$$F = \frac{(U_{no})^2/R_L}{(AU_t)^2/R_L} \quad (9.6)$$

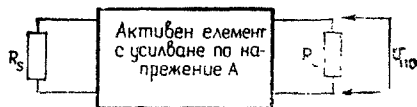
или

$$F = \frac{(U_{no})^2}{(AU_t)^2} \quad (9.7)$$

$U_{no}$  включва и влиянието на шума на източника и на шума на елемента. При заместване на уравн. 9.4 в уравн. 9.7 се получава

$$F = \frac{(U_{no})^2}{4kTB R_s A^2} \quad (9.8)$$

Чрез анализ на уравн. 9.8 могат да бъдат изведени следните три характеристики на коефициента на шума:



Фиг. 9.1. За измерване на коефициента на шума с използван резистивен източник

1. Коефициентът на шума е независим от товарното съпротивление  $R_L$ .

2. Коефициентът на шума зависи от съпротивлението на източника  $R_s$ .

3. Ако елементът е напълно без шум, коефициентът на шума е равен на 1.

Коефициентът на шума, изразен в децибели, е наречен шумово число ( $NF$ ) и е равен на

$$NF - 10 \log F. \quad (9.9)$$

В качествен смисъл коефициентът на шума и шумовото число са еднакви и в отделни преобразования често се прилага единият вместо другия.

Вследствие наличието на широчината на лентата в знаменателя на израза 9.8 съществуват два начина за определяне коефициента на шума: 1) като единичен шум, измерен за определена честота за лента от 1 Hz, или 2) една интегрална или средна стойност на шума, измерена за определена широчина на лентата. Ако шумът на елемента е «бял» и е създаден преди ограничение на частта на пропусканата лента на схемата, двата коефициента на шума — този на единичния и този на интегралния шум, са еднакви. Това е, защото при увеличаване на пропусканата лента общият шум и шумът на източника се повишават с еднакъв коефициент.

Схващането за коефициента на шума има три главни ограничения:

1. Повишаването на съпротивлението на източника води до намаляване на коефициента на шума, докато общият шум в схемата се увеличава.

2. Ако се използва чисто реактивен източник, коефициентът на шума е без смисъл, тъй като шумът на източника е нула, а коефициентът на шума става равен на безкрайност.

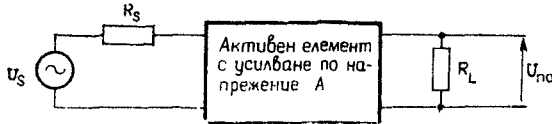
3. Когато шумът на елемента представлява само малък процент от топлинния шум на източника (като някои малошумящи полеви транзистори), за определяне на коефициента на шума се изисква използване в отношение на две почти еднакви числа. Това може да доведе до неточност в резултатите.

*Директното сравнение на два коефициента на шума има смисъл само ако и двата коефициента са получени чрез измервания на шума с също съпротивление на източника.* Коефициентът на шума се изменя от условията на захранване, от честотата и температурата, както и от съпротивлението на източника. Всички тези параметри трябва да бъдат определени при изчисление на коефициента на шума.

Познаването на стойността на коефициента на шума за една стойност на съпротивлението на източника не позволява неговото изчисление за други стойности на съпротивлението. Това е, защото както шумът на източника, така и шумът на елемента се променят с изменението на съпротивлението на източника.

## ИЗМЕРВАНЕ КОЕФИЦИЕНТА НА ШУМА

Същността на коефициента на шум може да се разбере по-добре чрез описание на методите, използвани за измерването му. Използват се главно два метода: (1) едночестотен метод и (2) метод на шумовия диод или на бял шум.



Фиг. 9.2. Едночестотен метод за измерване на коефициента на шума

Измерителната постановка за провеждане на измерване по едночестотен метод е показана на фиг. 9.2.  $U_s$  е генератор, осцилиращ на честотата на измерването, а  $R_s$  е съпротивлението на източника. При изключване на източника  $U_s$  се измерва ефективната стойност на изходното напрежение на шума  $U_{no}$ . Това напрежение се състои от две части: първата част е всъщност напрежението на топлинния шум на съпротивлението на източника  $U_t$  и втората част е вследствие на шума в елемента.

След това генераторът  $U_s$  се включва и приложеното напрежение се повишава до получаване на удвоената първоначална мощност на изхода (изходното ефективно напрежение се увеличава с 3dB над преди измереното ниво). При тези условия се удовлетворява следното уравнение:

$$(AU_s)^2 + (U_{no})^2 = 2U_{no}^2, \tag{9.11}$$

следователно

$$AU_s = U_{no}. \tag{9.12}$$

Чрез заместване на израза 9.12 в уравн. 9.7 се получава

$$F = \left( \frac{U_s}{U_t} \right)^2. \tag{9.13}$$

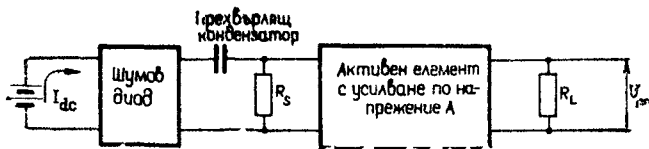
Ако в горния израз се замести  $U_t$ , от уравн. 9.5 се получава

$$F = 1,6 \times 10^{20} \frac{U_s^2}{BR_s}. \tag{9.14}$$

Тъй като коефициентът на шума не е функция на  $R_L$ , за товарно съпротивление при измерването могат да бъдат използвани произволни стойности.

Недостатъкът на този метод се състои в това, че трябва да се знае широчината на лентата на шума на елемента.\*

Като по-добър метод за измерване коефициента на шума е методът с използване на шумов диод като източник на бял шум. Из-



Фиг. 9.3. Метод на шумов диод за измерване на коефициента на шума

мерителната постановка е дадена на фиг. 9.3. Тук  $I_{dc}$  е постоянният ток през шумовия диод, а  $R_s$  е съпротивлението на източника. Дробовият шум в диода е

$$I_{sh} = \sqrt{3,2 \times 10^{-19} I_{dc}} \text{ В.} \quad (9.15)$$

Чрез използване теоремата на Тевенен генераторът на ток на дробов шум може да се замени с генератор на напрежение  $U_{sh}$  последователно с  $R_s$ , където

$$U_{sh} = I_{sh} R_s. \quad (9.16)$$

Ефективната стойност на изходното напрежение на шума се измерва при ток през диода, равен на нула. Това напрежение се състои от две части: едната е следствие на топлинния шум на съпротивлението на източника, а другата част е следствие на шума на елемента. Следователно

$$U_{no} = \sqrt{(AU_t)^2 + (\text{Шум на елемента})^2}. \quad (9.17)$$

След това се включва веригата на диода и се повишава токът през него до получаване на двойната изходна мощност на шума (изходното ефективно напрежение се повишава с 3dB). При тези условия се изпълнява следното уравнение:

$$(AU_{sh})^2 + (U_{no})^2 = 2(U_{no})^2, \quad (9.18)$$

следователно

$$U_{no} = AU_{sh} - AI_{sh} R_s. \quad (9.19)$$

Заместването на  $U_{no}$  от израза 9.19 в уравн. 9.7 дава

$$F = \frac{(I_{sh} R_s)^2}{U_t^2}. \quad (9.20)$$

\*Трябва да се напомни, че широчината на лентата на шума обикновено не е равна на широчината на пропусканата лента на ниво 3dB (Вж. гл.8) (Б.а.).

Чрез заместване на уравн. 9.15 и 9.5 съответно за  $I_{sh}$  и  $U_i$  се получава

$$F = 20 I_{dc} R_s. \quad (9.21)$$

Коефициентът на шума сега е функция само на постоянния ток през диода и на стойността на съпротивлението на източника. Тези две величини лесно могат да бъдат измерени. Не е необходимо да се познават нито усилването на елемента, нито широчината на пропусканата лента от него.

### ИЗЧИСЛЕНИЕ НА ОТНОШЕНИЕТО СИГНАЛ/ШУМ И НА ВХОДНОТО НАПРЕЖЕНИЕ НА ШУМА ЧРЕЗ КОЕФИЦИЕНТА НА ШУМА

Веднаж определен, коефициентът на шума може да се използва за изчисляване на отношението сигнал/шум и на входното напрежение на шума. За тези изчисления е важно съпротивлението на източника, използван в схемата, да бъде равно на това, което е използвано при измерване на коефициента на шума. Преобразуването на уравн. 9.8 дава

$$U_{no} = A \sqrt{4kTBR_s F}. \quad (9.22)$$

Ако входният сигнал е  $U_s$ , напрежението на сигнала на изхода е  $U_o = AU_s$ . Следователно изходното отношение сигнал/шум, изразено в мощности, е

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{P_{(сигнал)}}{P_{(шум)}}, \quad (9.23)$$

или

$$\frac{S_o}{N_o} = \left( \frac{AU_s}{U_{no}} \right)^2. \quad (9.24)$$

При използване на израза 9.22 за заместване на  $U_{no}$

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{(U_s)^2}{4kTBR_s F}. \quad (9.25)$$

Отношението сигнал/шум, дадено в изразите 9.23, 9.24 или 9.25, се определя като отношение на мощности. Обаче понякога се налага изразяването на отношението сигнал/шум да стане в отношение на напрежения.

Трябва да се подхожда внимателно, когато се използва отношението сигнал/шум в зависимост от това, дали то е определено

като отношение на мощности или като отношение на напрежения, тъй като двете величини числено не са еднакви. Когато се изразява в децибели, отношението сигнал/шум, изразено чрез мощности, е равно на  $10 \log (S_0/N_0)$ .

Друга количествена мярка, която се използва, е пълното еквивалентно входно напрежение ( $U_{nt}$ ) на шума, което представлява изходното напрежение на шума, разделено на усилването:

$$U_{nt} = \frac{U_{no}}{A} = \sqrt{4kTBR_s F}. \quad (9.26)$$

Пълното еквивалентно входно напрежение на шума се отъждествява с единичен източник на шум, който внася пълния шум в схемата. За оптимални шумови възможности  $U_{nt}$  трябва да бъде намалено до минимум. Намалението на  $U_{nt}$  е еквивалентно на увеличаване до максимум на отношението сигнал/шум, при което напрежението на сигнала остава постоянно. Този въпрос се обсъжда по-нататък в раздела за оптимално съпротивление на източника.

Еквивалентното входно напрежение на шума се състои от две части, едната от които е следствие на топлинния шум на източника, а другата е следствие на шума в елемента.

При представяне на шума в елемента чрез  $U_{nd}$  за пълното еквивалентно входно напрежение на шума може да се напише

$$U_{nt} = \sqrt{(\bar{U}_i)^2 + (\bar{U}_{nd})^2}, \quad (9.27)$$

където  $U_i$  е напрежението на топлинен шум от съпротивлението на източника при отворена схема. Решението на уравн. 9.27 спрямо  $U_{nd}$  дава

$$U_{nd} = \sqrt{(\bar{U}_{nt})^2 - (\bar{U}_i)^2}. \quad (9.28)$$

При заместване на изразите 9.4 и 9.26 в 9.28 се получава

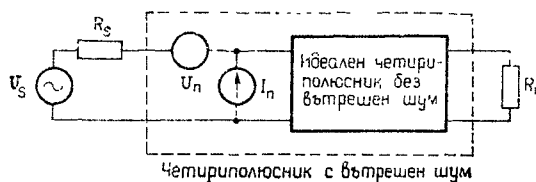
$$U_{nd} = \sqrt{4kTBR_s (F-1)}. \quad (9.29)$$

## МОДЕЛ НА НАПРЕЖЕНИЕТО И ТОКА НА ШУМА

Един по-съвременен подход за оценка на шума, който избягва ограниченията при коефициента на шума, е да се моделира шумът във вид на еквивалентно напрежение и ток на шума. Една реална схема може да се замести с еквивалентна схема, която включва активен елемент, свободен от шум, и два генератора на шум  $U_n$  и  $I_n$ , включени към входа на схемата, както е показано на фиг. 9.4. Генераторът на напрежение  $U_n$  представлява шумът на елемента, който съществува, когато  $R_s$  е равно на нула, а генераторът на ток



$I_n$  представлява допълнителният шум на елемента, който се появява при  $R_s$ , различно от нула. Използването на двата генератора на напрежение плюс комплексния коефициент на корелация (не е даден) напълно характеризира шумовите възможности на



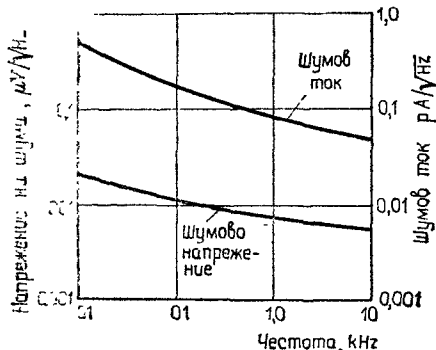
Фиг. 9.4. Схема с вътрешен шум, моделирана посредством прибавянето на входно напрежение на шума и източник на ток

елемента (Rothe Dahlke, 1956). Въпреки че  $U_n$  и  $I_n$  обикновено са свързани до известна степен, стойностите на коефициента на корелация рядко се дават в каталожните данни на елементите. Освен това влиянието на типичния разброс на стойностите на  $U_n$  и  $I_n$  на елемента обикновено е по-голямо от влиянието на коефициента на корелация. Следователно обикновено се допуска, че коефициентът на корелация е равен на нула. Това допускане ще се взема пред вид при по-нататъшните разглеждания в тази глава.

Фиг. 9.5 показва типичните криви на напрежението на шума и шумовия ток. Както може да се види от фиг. 9.5, данните са дадени във вид на графичната зависимост на  $U/\sqrt{B}$  и  $I/\sqrt{B}$  от честотата. Напрежението на шума или тока в лентата от честоти може да се намери чрез интегриране на  $[U_n/\sqrt{B}]^2$  или  $[I_n/\sqrt{B}]^2$  спрямо честотата и да се вземе квадратният корен от получения резултат. В случай че  $U_n/\sqrt{B}$  или  $I_n/\sqrt{B}$  са постоянни в разглежданата честотна лента, пълното напрежение на шума или шумовия ток може да се намери просто чрез умножение на  $U_n/\sqrt{B}$  или  $I_n/\sqrt{B}$  по квадратния корен от широчината на пропусканата лента.

Чрез използване на горните криви и на еквивалентната схема от фиг. 9.4 могат да бъдат определени пълното еквивалентно входно напрежение на шума, отношението сигнал/шум или коефициентът на шума за някои схеми. Това може да се направи за известен импеданс на източника, активен или реактивен, и за определен честотен спектър. Елементът трябва да работи, но при условия на захранване, близки до тези, при които са определени кривите. Доста често се дават също и допълнителни криви, показващи вариациите на генераторите на шум с изменение на захранването. При семейство такива криви шумовите характеристики на елементите са напълно определени при всички условия на работа.

Представянето на параметрите на шума във вид на еквивалентни параметри  $U_n$  и  $I_n$  може да се приложи за всеки един елемент. Полевите транзистори и операционните усилватели обикновено се характеризират по същия начин. Някои производители на биполярни транзистори също така започват да използват параметрите  $U_n - I_n$  вместо коефициента на шума.



Фиг. 9.5. Типични характеристики на напрежението на шума  $U_n/\sqrt{B}$  и на тока на шума  $I_n/\sqrt{B}$

Пълното еквивалентно входно напрежение на шума на елемента е важен параметър. При допускане, че не съществува корелация между източниците на шум, това напрежение, което обединява въздействието на  $U_n$ ,  $I_n$  и на топлинния шум на източника, може да се изрази като

Пълното еквивалентно входно напрежение на шума на елемента е важен параметър. При допускане, че не съществува корелация между източниците на шум, това напрежение, което обединява въздействието на  $U_n$ ,  $I_n$  и на топлинния шум на източника, може да се изрази като

$$U_{nt} = \sqrt{4kTB R_s + U_n^2 + (I_n R_s)^2}, \quad (9.30)$$

където  $U_n$  и  $I_n$  са напрежението на шума и токът на шума в честотна лента с широчина  $B$ . За получаване на оптимални шумови характеристики пълното напрежение на шума, изразено чрез уравн. 8.30, трябва да бъде сведено до минимум. Този въпрос се обсъжда по-нататък в раздела за оптимално съпротивление на източника.

Пълното еквивалентно входно напрежение на шума за квадратен корен от широчината на лентата може да се запише като

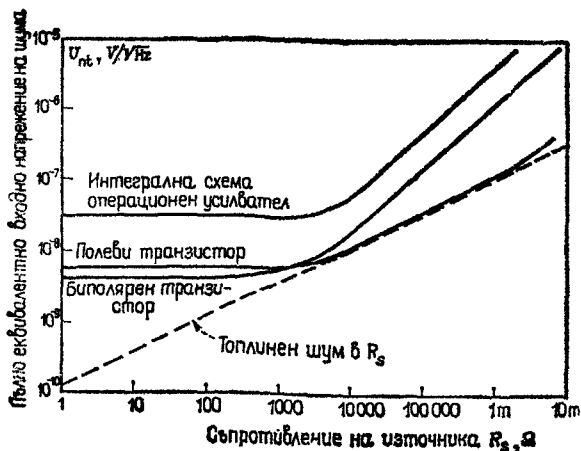
$$\frac{U_{nt}}{\sqrt{B}} = \sqrt{4kTR_s + \left(\frac{U_n}{\sqrt{B}}\right)^2 + \left(\frac{I_n R_s}{\sqrt{B}}\right)^2}. \quad (9.31)$$

Еквивалентното входно напрежение на шума, дължащо се само на шума в елемента, може да е изчислено чрез изваждане на компонента на топлинния шум от уравн. 9.30. Еквивалентният входен шум тогава става

$$U_{nd} = \sqrt{V_n^2 + (I_n + R_s)^2}. \quad (9.32)$$

Фиг. 9.6 дава графичната зависимост на пълното еквивалентно напрежение за квадратен корен от широчината на лентата за типичен биполярен транзистор, полев транзистор с изолуиран гейт и операционен усилвател. Показан е също така и топлинният

шум, създаден от съпротивлението на източника. Кривата на топлинния шум фиксира долната граница на пълното входно напрежение на шума. Както може да се види от графиките, когато съпротивлението на източника е между  $10\text{k}\Omega$  и  $1\text{M}\Omega$ , полевият тран-



Фиг. 9.6. Типични характеристики за пълното еквивалентно напрежение на шума за 3 вида елемента

зистор има пълно напрежение на шума, само малко по-голямо от топлинния шум в съпротивлението на източника. От гледна точка на шума такъв полевият транзистор се доближава до идеалния активен елемент при съпротивление на източника в този обхват. При малко съпротивление на източника обаче биполярният транзистор, общо взето, има по-малък шум, отколкото полевият транзистор. В повечето случаи операционният усилвател има по-голям шум и от двата вида транзистори. Причините за това ще бъдат обсъдени в раздела за шум в операционните усилватели.

### ИЗМЕРВАНЕ НА $U_n$ и $I_n$

Измерването на параметрите  $U_n$  и  $I_n$  за активните елементи е относително несложен проблем. Методът може да бъде най-добре изяснен при разглеждане на измерителната постановка от фиг. 9.4 и използване на уравн. 9.30, където пълното еквивалентно напрежение на шума  $U_{nt}$  е

$$U_{nt} = \sqrt{4kTB\bar{R}_s + \bar{U}_n^2 + (\bar{I}_n R_s)^2} \quad (9.33)$$

За определяне на  $U_n$  съпротивлението на източника се установява равно на нула, с което два члена от израза 9.33 стават равни

на нула, и се измерва изходното напрежение на шума  $U_{no}$ . Ако усилването по напрежение на схемата е  $A$ .

$$U_{no} - AU_{nt} = AU_n, \text{ за } R_s = 0. \quad (9.34)$$

Еквивалентното входно напрежение на шума е

$$\dot{U}_n = \frac{U_{no}}{A}, \text{ за } R_s = 0. \quad (9.35)$$

За да се измери  $I_n$ , се провежда второ измерване с много голямо съпротивление на източника. Трябва да бъде достатъчно голямо, така че да могат да се пренебрегнат първите два члена на израза 9.33. Това ще бъде вярно, ако измереното изходно напрежение на шума  $U_{no}$  е

$$U_{no} \gg A \sqrt{4 \cdot TBR_s + U_n^2}.$$

При тези условия еквивалентният входен ток на шума е

$$I_n = \frac{U_{no}}{AR_s} \text{ за много голямо } R_s \quad (9.36)$$

за много голямо  $R_s$ .

### ИЗЧИСЛЯВАНЕ НА КОЕФИЦИЕНТА НА ШУМА И НА ОТНОШЕНИЕТО СИГНАЛ-ШУМ от $U_n - I_n$

След като се знаят еквивалентното входно напрежение на шума  $U_n$ , токът  $I_n$  и съпротивлението на източника  $R_s$ , при използване на измерителната постановка от фиг. 9.4 може да се изчисли коефициентът на шума. Извеждането на израза е разгледано като допълнителен проблем в Приложение Г. Резултатът е

$$F = 1 + \frac{1}{4kTB} \left( \frac{U_n^2}{R_s} + I_n^2 R_s \right), \quad (9.37)$$

където  $U_n$  и  $I_n$  са съответно еквивалентните входни напрежение и ток на шума в разглежданата честотна лента.

Стойността на  $R_s$ , при която има минимален коефициент на шума, може да се определи от уравн. 9.37 чрез диференциране спрямо  $R_s$ . Полученото съпротивление  $R_s$  за минимален коефициент на шума е

$$R_{so} = \frac{U_n}{I_n}, \quad (9.38)$$

Ако изразът 9.38 се замести обратно в уравн. 9.37, може да се определи минималният коефициент на шума, който е

$$F_{\min} = 1 + \frac{U_n I_n}{2kTB}. \quad (9.39)$$

Отношението сигнал/шум на изхода, изразено в отношение на мощност, може също така да се изчисли съгласно постановката от фиг. 9.4. Извеждането на израза също така е разгледано като допълнителен проблем в Приложение Г. Крайният резултат е

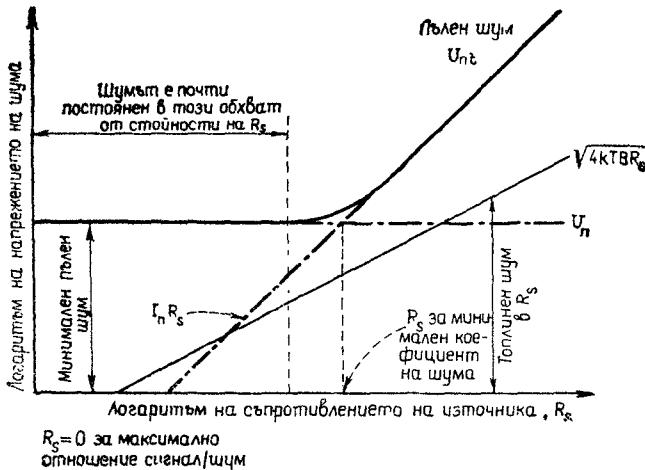
$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{(U_s)^2}{(U_n)^2 + (I_n R_s)^2 + 4kTBR_s}, \quad (9.40)$$

където  $U_s$  е входното напрежение на сигнала.

При постоянно  $U_n$  максимално отношение сигнал/шум се постига при  $R_s = 0$  и е равно на

$$\left. \frac{S_0}{N_0} \right|_{\max} = \left( \frac{U_s}{U_n} \right)^2. \quad (9.41)$$

Трябва да се отбележи, че когато  $U_s$  е постоянно и  $R_s$  е променливо, минимален коефициент на шума се получава, когато  $R_s = U_n/I_n$ , но от друга страна, максималното отношение сигнал/шум се постига при  $R_s = 0$ . Минималният коефициент на шума



Фиг. 9.7. Пълно входно еквивалентно напрежение на шума  $U_{nt}$  за типичен елемент. Пълното напрежение на шума е съставено от 3 компонента (топлинен шум,  $U_n$  и  $I_n R_s$ ), както е показано в израз 9.30

следователно не съответства на максимално отношение сигнал/шум или на минимален шум. Това може най-добре да се разбере чрез разглеждане на фиг. 9.7, на която графично е дадена зависимостта на пълното еквивалентно входно напрежение  $U_{nt}$  за типичен активен елемент от съпротивлението на източника. Ко-

като  $R_s = U_n/I_n$ , отношението на шума в активния елемент към топлинния шум е минимално. Обаче както шумът в елемента, така и топлинният шум имат минимум, когато  $R_s = 0$ . Въпреки че математически минимално еквивалентно входно напрежение на шума (и максимално отношение сигнал/шум) се получава при  $R_s = 0$ , в действителност съществува един обхват от стойности на  $R_s$ , в който шумовото напрежение е почти постоянно, както е показано на фиг. 9.7. В този обхват  $U_n$  на елемента е преобладаващ източник на шум. За големи стойности на съпротивлението на източника  $I_n$  е преобладаващ източник на шум.

## ОПТИМАЛНО СЪПРОТИВЛЕНИЕ НА ИЗТОЧНИКА

Тъй като максималното отношение сигнал/шум се получава при  $R_s = 0$ , а минимален коефициент на шума се получава при  $R_s = U_n/I_n$  въпросът е да се определи оптималното съпротивление на източника за получаване на най-добри шумови характеристики на активния елемент. Изискването за нулево съпротивление на източника противоречи на действителността, тъй като всички реални източници имат крайно съпротивление. Обиче, както се вижда от фиг. 9.7, докато  $R_s$  е малко, съществува набор от стойности, в който цялото напрежение на шума остава почти постоянно.

На практика конструкторът на схемата не винаги има възможност да променя съпротивлението на източника по една или друга причина. Въпросът, който възниква тогава, е дали трябва да се трансформира стойността на съпротивлението на източника до стойност, при която се получава минимален коефициент на шума. Отговорът на този въпрос зависи от това, по какъв начин се прави това преобразуване на импеданса.

Ако съпротивлението на реален източник е по-малко от  $R_s = U_n/I_n$ , не трябва да се включва външно съпротивление последователно на  $R_s$ , за да се повиши съпротивлението на източника. Ако се направи това, могат да се получат три вредни ефекта:

1. Вследствие на по-голямото съпротивление на източника се увеличава топлинният шум. (Това увеличение е пропорционално на  $\sqrt{R_s}$ .)

2. Вследствие на протичането на тока на входния шумов генератор на ток през по-голямо съпротивление се повишава и шумът. (Това увеличение е пропорционално на  $R_s$ .)

3. Намалява се стойността на сигнала, подаден към усилвателя.

Шумовите характеристики могат обаче да бъдат подобрени чрез използване на трансформатор за повишаване стойността на  $R_s$  до стойност, близка до  $R_s = U_n/I_n$ , като по такъв начин се намалява до минимум шумът, създаван в активния елемент. Същевременно напрежението на сигнала се увеличава чрез преводното отношение на трансформатора. Този ефект обаче се компенсира от

факта, че напрежението на топлинния шум на съпротивлението на източника се увеличава в същата степен. Следователно, ако се използва трансформатор, се получава чисто повишаване на отношението сигнал/шум.

Ако съпротивлението на реалния източник е по-голямо от необходимата стойност за получаване на минимален коефициент на шума, шумовите характеристики на схемата могат да се подобрят чрез трансформация на по-високата стойност на  $R_s$  до стойност, близка до  $R_s = U_n/I_n$ . Шумът обаче ще бъде по-голям, отколкото ако беше използван източник с по-нисък импеданс.

За постигане на оптимални шумови характеристики трябва да се използва най-ниският възможен импеданс на източника. По-нататък шумовите характеристики могат да бъдат подобрени чрез трансформаторна връзка на източника с цел да се трансформира неговото съпротивление до импеданса.

Подобренieto на отношението сигнал/шум, което е възможно да се постигне при използване на трансформатор, може най-добре да се види при записване на уравн. 9.3 като

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{1}{F} \left( \frac{S_i}{N_i} \right). \quad (9.42)$$

При допускане на фиксирано съпротивление на източника прибавянето на идеален трансформатор с някакво преводно отношение не трябва да изменя входното отношение сигнал/шум. При постоянно отношение сигнал/шум на входа изходното отношение сигнал/шум ще бъде максимално при минимален коефициент на шума.  $F$  е минимално, когато съпротивлението на източника е  $R_s = U_n/I_n$ . Следователно трансформаторната връзка към съпротивлението на реален източник намалява до минимум  $F$  и увеличава до максимум изходното отношение сигнал/шум. Ако стойността на съпротивлението на източника не е фиксирана, изборът на  $R_s$  за получаване на минимален коефициент на шума  $F$  не е задължително да създаде и оптимални шумови характеристики. Обаче за дадено съпротивление на източника  $R_s$ , най-малощумящата схема е и с най-малък коефициент на шума.

При използване на трансформаторна връзка трябва също да се отчита топлинният шум в намотките на трансформатора. Това може да се направи чрез прибавяне към съпротивлението на източника на съпротивлението на първичната намотка плюс съпротивлението на вторичната намотка, разделено на квадрата на преводното отношение на трансформатора. Преводното отношение се дефинира като отношение на броя на навивките на вторичната намотка към броя на навивките на първичната намотка. Въпреки въвеждането на този допълнителен шум от трансформатора отношението сигнал/шум се повишава достатъчно, за да се оправдае използването на трансформатора, ако съпротивлението на реалния из-

точник е по-голямо с порядък от величината на оптималното съпротивление на източника.

Един друг източник на шум, който трябва да се вземе под внимание при използването на трансформатор, е неговата чувствителност към индуктиране на напрежения от външни магнитни полета. Често пъти е необходимо екраниране на трансформатора, за да се намали до едно приемливо ниво прехвърлянето по индуктивен път.

Подобрието на отношението сигнал/шум вследствие на трансформаторната връзка може да се изрази във форма на коефициент на подобрието на отношението сигнал/шум  $(SNI)^*$ , дефиниран като

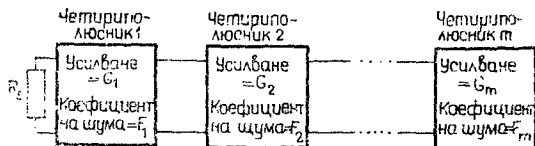
$$SNI = \frac{\text{сигнал/шум (с трансформатор)}}{\text{сигнал/шум (без трансформатор)}} \quad (9.43)$$

Може да се докаже, че коефициентът на подобрието на отношението сигнал/шум може да се изрази в по-подходяща за употреба форма:

$$SNI = \frac{F \text{ (с трансформатор)}}{F \text{ (без трансформатор)}} \quad (9.44)$$

## КОЕФИЦИЕНТ НА ШУМА НА ПОСЛЕДОВАТЕЛНО СВЪРЗАНИ СЪПЛА

Отношението сигнал/шум и пълното еквивалентно входно напрежение на шума могат да се използват при проектиране на съставните части на системите за получаване на оптимални шумови



Фиг. 9.8. Каскадно свързани многополюсници

характеристики. След проектирането на системата обикновено е целесъобразно да се изразят шумовите характеристики на отделните ѝ части чрез коефициента на шума. Коефициентите на шума на различните части могат да бъдат обединени, както следва.

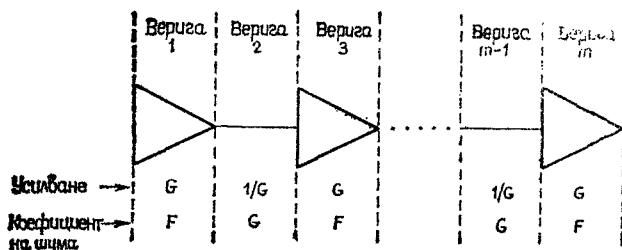
\*  $SNI = \text{Signal-to-Noise Improvement}$ . (Б. пр.)



Общият коефициент на шума на поредица от каскадно свързани схеми (вж. фиг. 9.8) е даден от Friis (1944):

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{F_m - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot \dots \cdot G_{m-1}} \quad (9.45)$$

където  $F_1$  и  $G_1$  са съответно коефициентът на шума и усилването по мощност\* на първото стъпало,  $F_2, G_2$  са тези на второто стъпало и т. н.



Фиг. 9.9. Усилватели, равномерно разположени по линия за предаване

Уравн. 9.45 ясно показва важното обстоятелство, че при достатъчно усилване по мощност на първото стъпало на системата общият коефициент на шума основно се определя от коефициента на шума  $F_1$  на първото стъпало.

**Пример 9.1.** Фиг. 9.9 показва голям брой идентични усилватели, работещи в каскадно свързване, като образуват предавателна линия. Всеки усилвател има усилване по мощност  $G$  и усилвателите са разпределени по продължение на линията така, че загубите на кабела между два усилвателя да бъдат също  $G$ . Такъв вил нареждане може да се използва в телефонните магистрални линии или в разпределителните системи на колективните телевизионни антени. Всички усилватели имат усилване по мощност, равно на  $G$ , и коефициент на шума  $F$ . Кабелните секции между усилвателите имат внесено затихване  $1/G$  и коефициент на шум  $G$ .\*\* Уравн. 9.45 за случая става

$$F_t = F + \frac{G-1}{G} + \frac{F-1}{1} + \frac{G-1}{1} + \frac{F-1}{1} + \dots + \frac{F-1}{1} \quad (9.46)$$

\* $G = A^2 R_s / R_o$ , където  $A$  е усилването на схемата по напрежение на празен ход (изходното напрежение на празен ход, разделено на напрежението на източника.  $R_s$  е съпротивлението на източника, а  $R_o$  е изходният импеданс на схемата (Б. а.).

\*\*Това може да се изведе чрез прилагане на основното определение за коефициент на шума (уравн. 9.1) за кабелните секции. Кабелът може да се разглежда като съгласувана предавателна линия, работеща на своя характеристичен импеданс. (Б. а.).

$$F_t = F+1 - \frac{1}{G} + F-1 + 1 - \frac{1}{G} + F-1 + \dots + F-1. \quad (9.47)$$

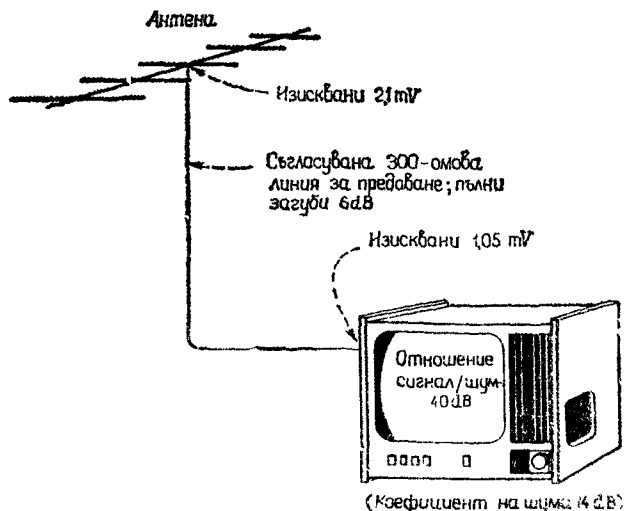
За  $K$  усилватели и  $K-1$  кабелни секции,

$$F_t = KF - \frac{K-1}{G}. \quad (9.48)$$

Ако  $FG \gg 1$ :

$$F_t = KF. \quad (9.49)$$

Общото шумово число ще бъде равно на



Фиг. 9.10. ТВ приемник, свързан към антена

$$(NF)_t = 10 \log F + 10 \log K. \quad (9.50)$$

Общото шумово число следователно е равно на шумовото напрежение на първия усилвател плюс 10 пъти логаритъма от броя на стъпалата. Погледнато от друга страна, това означава, че всеки път, когато се удвоява броят на стъпалата, общото шумово число се повишава с 3dB. Това обстоятелство ограничава броя на усилвателите, които могат да бъдат свързани към една линия за предаване.

**Пример 9.2.** Фиг. 9.10 показва антена, свързана към телевизионен приемник чрез отрязък от съгласувана линия за предаване с вълново съпротивление 300 Ω. Ако линията има внесени загуби 6dB и телевизионният приемник има нулево число 14dB, какво напрежение на сигнала ще се изисква на антенните изводи, за да има на входа на приемника отношение сигнал/шум 40dB? За ре-

шаването на този проблем всички източници на шум в системата се преобразуват в еквивалентни напрежения на шума, отнесени към една точка. За случая точката е входът на телевизионния приемник. Напреженията на шума могат да бъдат обединени и след това да бъде изчислен необходимият сигнал за постигане на зададеното отношение сигнал/шум.

Топлинният шум на входа на телевизора вследствие на  $300\Omega$  входен импеданс при широчина на лентата  $4\text{MHz}$  е  $-53,5\text{dBmV}$  ( $2,1\mu\text{V}$ )\*. Тъй като и приемникът прибавя  $14\text{dB}$  към входния топлинен шум, общото ниво на входния шум е  $-39,5\text{dBmV}$  (топлинният шум в  $\text{dB}$  + шумовото число). Понеже по задание се изисква отношение сигнал/шум  $40\text{dB}$ , напрежението на сигнала на входа на усилвателя трябва да бъде  $+0,5\text{dBmV}$  (общият входен шум в  $\text{dB}$  + отношението сигнал/шум в  $\text{dB}$ ). Линията за предаване има загуби  $6\text{dB}$ , така че напрежението на сигнала на изходите на антената трябва да бъде  $+6,5\text{dBmV}$  или  $2,1\mu\text{V}$ . За да могат да се събират всички членове директно, както в примера, всички величини трябва да се приравнят към едно и също ниво на импеданса, за случая  $300\Omega$ .

## ШУМОВА ТЕМПЕРАТУРА

Друг метод за определяне на шумовите характеристики на схемите или елементите е използване на концепцията за еквивалентната входна шумова температура ( $T_e$ ).

Еквивалентната шумова температура на входа на схемата може да бъде дефинирана като повишението на температурата на съпротивлението на източника, необходимо за създаване на същата мощност на шума на изхода на схемата. Стандартната еталонна температура  $T_0$  при измерване на шумовата температура е  $290^\circ\text{K}$ .

Фиг. 9.11 показва реален усилвател с шум и със съпротивление на източника при температура  $T_0$ . Общият шум, измерен на изхода, е  $U_{no}$ . Фиг. 9.12 показва идеален усилвател, имащ същото усилване като усилвателя на фиг. 9.11, и също със съпротивлението на източника  $R_s$ . Температурата на съпротивлението на източника сега е повишена с  $T_e$ , така че общият шум на изхода  $U_{no}$  да остане същият, както този от фиг. 9.11. Тогава  $T_e$  е еквивалентната шумова температура на усилвателя.

Еквивалентната входна шумова температура е свързана с коефициента на шума чрез израза

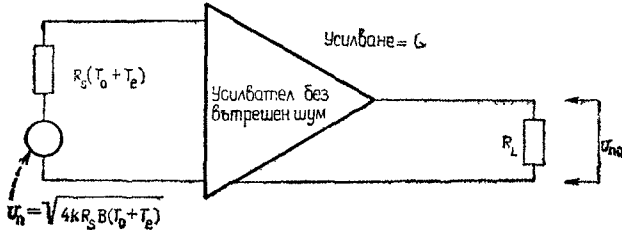
$$T_e = 290 (F - 1) \quad (9.51)$$

\* Напрежението на шума в схема, работеща на празен ход за резистор  $300\Omega$  и широчина на лентата  $4\text{MHz}$ , е  $4,2\mu\text{V}$ . Когато този източник се свърже към товар  $300\Omega$ , той доставя половината от това напрежение или  $2,1\mu\text{V}$  върху товара (Б. а.).

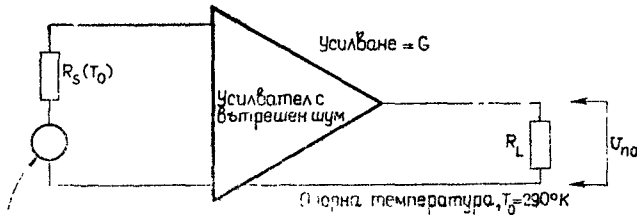
и с шумово число  $NF$  чрез израза

$$T_e = 290 (10^{NF/10} - 1). \quad (9.52)$$

В зависимост от еквивалентните входни напрежение и ток на шума ( $U_n - I_n$ ) шумовата температура ще бъде равна на



Фиг. 9.11. Усилвател с вътрешен шум



Фиг. 9.12. Повишаването на температурата на вътрешното съпротивление на източника пояснява шума в усилвателя

$$T_e = \frac{U_n^2 + (I_n R_s)^2}{4kBR_s}. \quad (9.53)$$

Еквивалентната входна шумова температура на голям брой каскадно свързани усилватели може да се изрази като

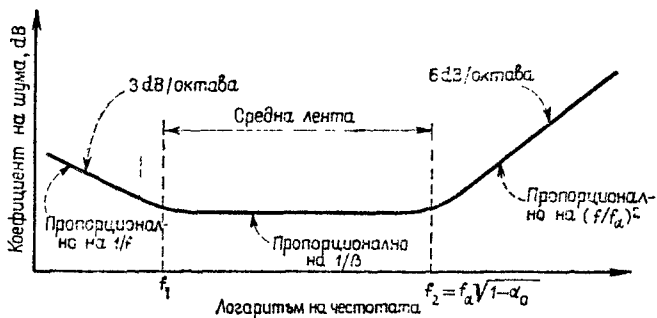
$$T_e(\text{общо}) = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_2} + \dots, \quad (9.54)$$

където  $T_{e1}$  и  $G_1$  са еквивалентната входна шумова температура и усилването по мощност на първото стъпало,  $T_{e2}$  и  $G_2$  са същите за второто стъпало и т. н.

## ШУМ НА БИПОЛЯРНИТЕ ТРАНЗИСТОРИ

Зависимостта на шумовото число от честотата за типичен биполярен транзистор е показана на фиг. 9.13. От графиката може да се види, че шумовото число е постоянно в някакъв среден често-

тен обхват и нараства от двете страни. Повишаването на шумовото число в областта на ниските честоти се дължи на « $1/f$ » или на контактният шум (вж. глава 8). Шумът  $1/f$  и честотата  $f_1$  се повишават с повишаването на колекторния ток.



Фиг. 9.13. Зависимост на коефициента на шума от честотата за биполярен транзистор

Над честотата  $f_1$ , шумът се дължи на източниците на бял шум, състоящ се от топлинния шум на базовото съпротивление и дробовия шум в емитерния и колекторния преход. Източниците на бял шум могат да бъдат намалени чрез подходящ избор на транзистор с малко базисно съпротивление, голямо усилване по ток и висока  $\alpha$ -гранична честота. Повишаването на шумовото число на честоти над  $f_2$  е следствие на (1) намаление на усилването на транзистора за тези честоти и (2) шума на транзистора, създаден в изходния (колекторния) преход който, не се влияе от усилването на транзистора.

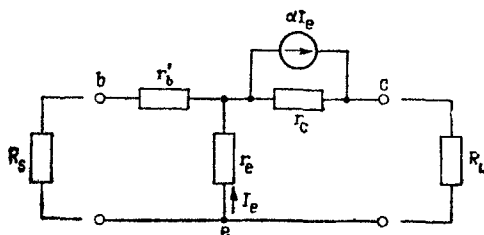
За типичен нискочестотен транзистор честотата  $f_1$ , под която шумът започва да се увеличава, може да бъде между 1 и 50kHz. Честотата  $f_2$ , над която шумът също започва да се увеличава, обикновено е по-голяма от 10MHz. При високочестотните транзистори честотата  $F_2$  може да бъде много по-висока.

### КОЕФИЦИЕНТ НА ШУМА НА ТРАНЗИСТОРА

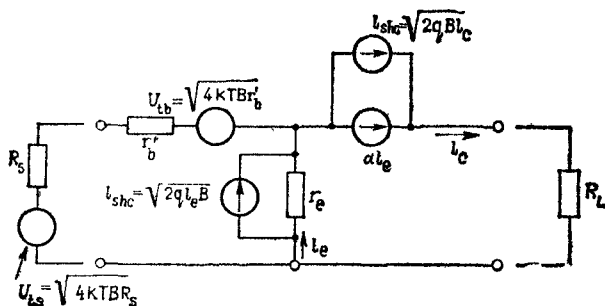
Теоретическият израз за коефициента на шума на биполярен транзистор може да се изведе, като се изхоли от еквивалентната T-образна схема на транзистор, както е показано на фиг. 9.14 при пренебрегване на обратния колекторен ток  $I_{CBO}$ . Ако се пренебрегне и  $r_c$  ( $r_c \gg R_L$ ) и в схемата се включват следните източници на шум; (1) топлинният шум на базовото съпротивление, (2) дробовият шум на емитерния преход, (3) дробовият шум на колекторния преход и (4) топлинният шум на съпротивлението на източника,

схемата може да се сведе до еквивалентната схема, показана на фиг. 9.15.

Коефициентът на шума може да се получи от схемата на фиг.9.15 и при следните зависимости:



Фиг. 9.14. Еквивалентна T-образна схема на транзистор



Фиг. 9.15. Еквивалентна схема на транзистор, включваща източниците на шум

$$I_c = \alpha_0 I_e, \quad (9.55)$$

$$r_e = \frac{kT}{qI_e} \approx \frac{26}{I_e \text{ (mA)}}, \quad (9.56)$$

$$|\alpha| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}}, \quad (9.57)$$

където  $\alpha_0$  е коефициентът на усилване по постоянен ток при схема с обща база,  $k$  е константа на Болцман,  $q$  е зарядът на електрона,  $f_\alpha$  е граничната честота на усилване по ток и  $f$  е променливата честота. При използване на тази еквивалентна схема N<sub>1</sub> elsen

(1957) извежда следната формула за коефициента на шума на транзистора:

$$F = 1 + \frac{r_b'}{R_s} + \frac{r_e}{2R_s} + \frac{(r_e + r_b' + R_s)^2}{2r_e R_s \beta_0} \left[ 1 + \left( \frac{f}{f_a} \right)^2 (1 + \beta_0) \right], \quad (9.58)$$

където  $\beta_0$  е статичният коефициент на усилване на транзистора

$$\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}. \quad (9.59)$$

Горният израз не включва влиянието на шума  $1/f$  и е валиден за всички честоти над  $f_1$  от фиг. 9.13. Шумът  $1/f$  може да бъде представен като един допълнителен източник на шумов ток, включен паралелно на  $\alpha I_s$  в колекторната верига.

Вторият член на израза 9.58 представлява топлинният шум на базата, третият член представлява дробовият шум на емитера и четвъртият член представлява дробовият шум на колектора. Този израз е приложим за двата основни вида включване на транзистора — по схема с общ емитер и по схема с обща база.

Стойността на съпротивлението на източника  $R_{s0}$  за получаване на минимален коефициент на шума може да се определи чрез диференциране на уравн. 9.58 спрямо  $R_s$  и приравняване на полученния израз на нула. Полученото по този начин съпротивление на източника е

$$R_{s0} = \left[ (r_b' + r_e)^2 + \frac{(2r_b' + r_e) \beta_0 r_e}{1 + (f/f_a)(1 + \beta_0)} \right]^{1/2}. \quad (9.60)$$

За повечето биполарни транзистори стойността на съпротивлението на източника, при която се получава минимален коефициент на шума, се свежда до стойността, при която се получава максимално усилване по мощност. При големия брой приложения на транзисторите се работи на честота, значително по-ниска от граничната честота на усилване по ток. При това условие ( $f \ll f_a$ ) и при допускането, че  $\beta_0 \gg 1$ , изразът 9.60 се свежда до

$$R_{s0} = \sqrt{(2r_b' + r_e) \beta_0 r_e}. \quad (9.61)$$

Ако освен това се пренебрегне и базовото съпротивление  $r_b'$  (кото не винаги е вярно), уравн. 9.61 добива вида

$$R_{s0} \approx r_e \sqrt{\beta_0}. \quad (9.62)$$

Горното уравнение се използва и за провеждане на бързи приблизителни изчисления на съпротивлението на източника, което създава минимален коефициент на шума. Уравн. 9.62 показва, че колкото е по-голямо усилването  $\beta_0$  в схема с общ емитер на транзистора, толкова е по-голяма стойността на  $R_{s0}$ .

## $U_n - I_n$ ЗА ТРАНЗИСТОР

За определяне параметрите на еквивалентното входно напрежение и тока на шума трябва първо да се определи пълното еквивалентно входно напрежение на шума  $U_{nt}$ . При заместване на уравн. 9.58 в уравн. 9.26 и като се повдигне резултатът на квадрат, се получава

$$U_{nt} = 2kTB (r_e + 2r_b' + 2R_s) + \frac{2kTB(r_e + r_b' + R_s)^2}{r_e \beta_0} \left[ 1 + \left( \frac{f}{f_a} \right)^2 (1 + \beta_0) \right]. \quad (9.63)$$

Еквивалентното входно напрежение на шума, повдигнато на квадрат  $U_n^2$ , се получава при полагане на  $R_s = 0$  в уравн. 9.63 (вж. уравн. 9.34 и 9.35):

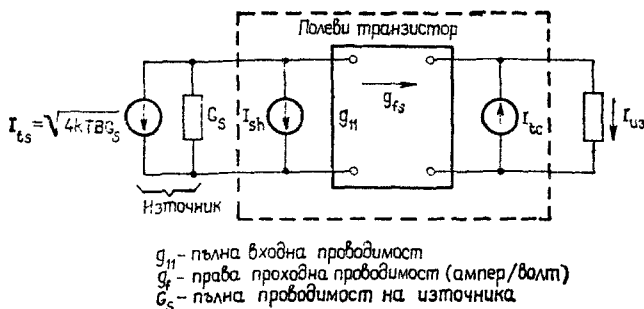
$$U_n^2 = 2kTB (r_e + 2r_b') + \frac{2kTB (r_e + r_b')^2}{r_e \beta_0} \left[ 1 + \left( \frac{f}{f_a} \right)^2 (1 + \beta_0) \right]. \quad (9.64)$$

За определяне на  $I_n^2$  уравн. 9.63 трябва да се раздели на  $R_s^2$  и след това да се допусне, че  $R_s$  е много голямо (вж. уравн. 9.34 и 9.36), при което накрая се получава

$$I_n^2 = \frac{2kTB}{r_e \beta_0} \left[ 1 + \left( \frac{f}{f_a} \right)^2 (1 + \beta_0) \right]. \quad (9.65)$$

## ШУМ НА ПОЛЕВИТЕ ТРАНЗИСТОРИ

В полевите транзистори с преход съществуват три мез на създаване на шум: (1) дробов шум, създаден в захран



Фиг. 9.16. Еквивалентна схема на шума за полеви транзистор



ратен поляритет гейт, (2) топлинен шум, създаван в канала между сорса и дрейна, и (3) шум  $1/f$  (контактен шум), създаден в преходната област между гейта и канала.

На фиг. 9.16 е дадена еквивалентната схема на шумовете в полевия транзистор. Шумовият генератор на ток  $I_{sh}$  представлява източникът на дробов шум във веригата на затвора, а генераторът на ток  $I_{tc}$  представлява източникът на топлинен шум в канала.  $I_{ts}$  представлява топлинният шум в адмитанса на източника  $G_s$ . Полевият транзистор има входен адмитанс  $g_{11}$  и проходна проводимост в права посока  $g_{fs}$ .

### КОЕФИЦИЕНТ НА ШУМА НА ПОЛЕВИЯ ТРАНЗИСТОР

При допускане, че не съществува корелация между  $I_{sh}$  и  $I_{tc}$ \* съгласно фиг. 9.16 пълният изходен ток на шума може да се запише като

$$I_{out} = \left[ \frac{4kT \beta G_s g_{fs}^2}{(G_s + g_{11})^2} + \frac{I_{sh}^2 g_{fs}^2}{(G_s + g_{11})^2} + I_{tc}^2 \right]^{1/2}. \quad (9.66)$$

Изходният ток на шума вследствие само на топлинния шум на източника е

$$I_{out}(\text{източник}) = \left[ \frac{\sqrt{4kTBG_s}}{G_s + g_{11}} \right] g_{fs}. \quad (9.67)$$

Коефициентът на шума  $F$  представлява урavn. 9.66, повдигнато на квадрат и разделено на урavn. 9.67, също повдигнато на квадрат, като крайният резултат е

$$F = 1 + \frac{I_{sh}^2}{4kTBG_s} + \frac{I_{tc}^2}{4kTBG_s (g_{fs})^2} (G_s + g_{11})^2. \quad (9.68)$$

$I_{sh}$  е входният дробов шум

$$I_{sh} = \sqrt{2q I_{gss} B}, \quad (9.69)$$

където  $I_{gss}$  е пълният обратен ток на затвора.  $I_{tc}$  е топлинният шум на канала:

$$I_{tc} = \sqrt{4kTBg_{fs}}, \quad (9.70)$$

При заместване на урavn. 9.69 и 9.70 в урavn. 9.68 и като се вземе пред вид, че

$$\frac{2q}{4kT} I_{gss} = g_{11}, \quad (9.71)$$

\*За високи честоти шумовите генератори на ток  $I_{sh}$  и  $I_{tc}$  показват известна корелация. На практика обаче това може да се пренебрегне. (Б. а)

за коефициента на шума се получава

$$F = 1 + \frac{g_{11}}{G_s} + \frac{1}{G_s g_{fs}} (G_s + g_{11})^2. \quad (9.72)$$

При записване на уравн. 9.72 във вид на съпротивления вместо адмитанси се получава

$$F = 1 + \frac{R_s}{r_{11}} + \frac{R_s}{g_{fs}} \left( \frac{1}{R_s} + \frac{1}{r_{11}} \right)^2. \quad (9.73)$$

Нито уравн. 9.72, нито уравн. 9.73 включват влиянието на контактния ( $1/f$ ) шум. Вторият член на уравненията представлява увеличаване на шума, дължащо се на дробовия шум на преходна затвора. Третият член представлява топлинният шум на канала.

При работа на ниски честоти полевият транзистор има голямо усилване (голямо  $g_{fs}$ ) и високо входно съпротивление  $r_{11}$  (малък обратен ток на затвора).

Нормално на ниски честоти съпротивлението на източника  $R_s$  е по-малко от входното съпротивление  $r_{11}$  на затвора. При тези условия уравн. 9.73 става

$$F \approx 1 + \frac{1}{g_{fs} R_s}. \quad (9.74)$$

При полеви транзистор с изолиран гейт [MOS-структура] не съществува преход на гейта и следователно няма дробов шум. За този случай се прилага уравн. 9.74. Обаче при MOS-транзисторите често пъти контактният шум ( $1/f$  шум) е по-голям от този при полеви транзистор с преход.

#### $U_n - I_n$ ЗА ПОЛЕВИ ТРАНЗИСТОР

Пълното еквивалентно входно напрежение на шума може да се получи чрез заместване на уравн. 9.73 в уравн. 9.26, при което се получава

$$U_{nt}^2 = 4kTB R_s \left[ 1 + \frac{R_s}{r_{11}} + \frac{R_s}{g_{fs}} \left( \frac{1}{R_s} + \frac{1}{r_{11}} \right)^2 \right]. \quad (9.75)$$

При полагане на  $R_s = 0$  в уравн. 9.75 еквивалентното входно напрежение на шума, повдигнато на квадрат (вж. уравн. 9.34 и 9.35), се получава като

$$U_n^2 = \frac{4kTB}{g_{fs}}. \quad (9.76)$$

За определяне на  $I_n^2$  урavn. 9.75 трябва да се раздели на  $R_s^2$  и при допускане, че  $R_s$  е много голямо (вж. урavn. 9.34 и 9.36), се получава

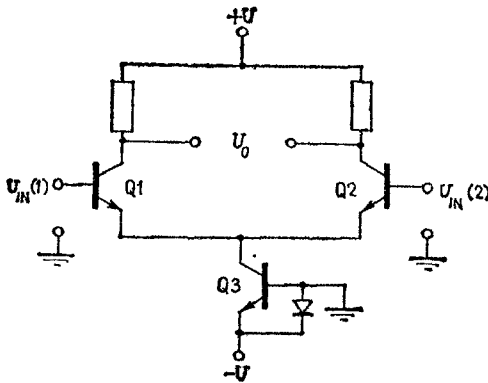
$$I_n^2 = \frac{4kTB(1+g_{fs}r_{11})}{g_{fs}r_{11}^2} \quad (9.77)$$

Когато  $g_{fs}r_{11} \gg 1$ , урavn. 9.77 добива вида

$$I_n^2 = \frac{4kTB}{r_{11}} \quad (9.78)$$

## ШУМ НА МОНОЛИТНИТЕ ОПЕРАЦИОННИ УСИЛВАТЕЛИ

Входното стъпало на един оперативен усилвател е от първостепенна важност при определяне на шумовите характеристики като цяло. Повечето монолитни операционни усилватели използват като входна част схеми на диференциални усилватели, в които влизат по два, а понякога и по четири входни транзистора. Фиг. 9.17 показва опростена схема на типична двутранзисторна

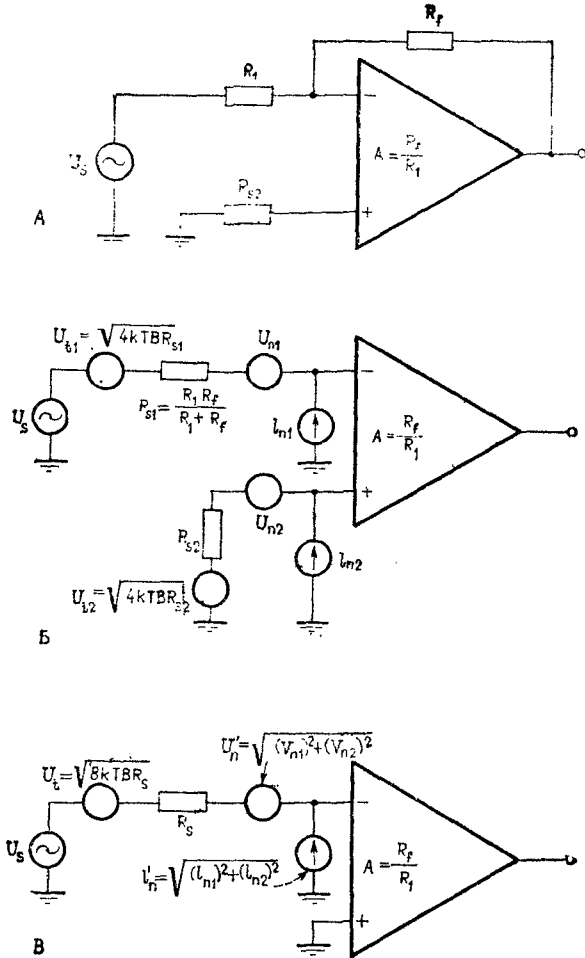


Фиг. 9.17. Типична входна схема на интегрален операционен усилвател. Транзисторът  $Q_3$  действа като генератор на ток за захранване на входните транзистори  $Q_1$  и  $Q_2$

входна схема на операционен усилвател. Тъй като на входа са използвани два транзистора, напрежението на шума ще бъде приблизително  $\sqrt{2}$  пъти по-голямо, отколкото при еднотранзисторно входно стъпало. При това някои транзистори в монолитните интегрални схеми имат по-малко усилване по ток [8], отколкото

дискретните транзистори, а това също така повишава шума на схемата.

Следователно като цяло за операционните усилватели е присъщ по-голям шум, отколкото при усилвателите, изпълнени на дис-



Фиг. 9.18. (А) Типична схема на операционен усилвател; (Б) схемата от А с прибавени източници на шум; (В) схемата от Б с източници на шум, отнесени към единия край за случая

кретни елементи. Това може да се види и от типичните криви на еквивалентното входно напрежение на шума, показано на фиг. 9.6. Стъпало с биполярен транзистор, изпълнено с дискретни елементи,

предшествуващо операционния усилвател, може често да създаде по-ниски шумови характеристики наред с другите предимства на операционния усилвател. Предимство на операционните усилватели е, че имат балансиран вход с малък температурен дрейф и малки входни токове на утечка.

Шумовите характеристики на операционния усилвател могат да бъдат най-добре моделирани чрез използване на еквивалентните входни напрежение и ток на шум  $U_n - I_n$ . Фиг. 9.18А показва типична схема на операционен усилвател. Фиг. 9.18Б дава същата схема с включени източници на еквивалентните напрежения и ток на шум.

Еквивалентната схема на фиг. 9.18Б може да бъде използвана за изчисляване на пълното еквивалентно входно напрежение на шума, което е

$$U_{nt} = [4kTB (R_{s1} + R_{s2}) + U_{n1}^2 + U_{n2}^2 + (I_{n1} R_{s1})^2 + (I_{n2} R_{s2})^2]^{1/2}. \quad (9.79)$$

Трябва да се отбележи, че  $U_{n1}$ ,  $U_{n2}$ ,  $I_{n1}$  и  $I_{n2}$  са също така функции на широчината на лентата  $B$ .

Двата източника на шума от уравн. 9.66 могат да бъдат обединени чрез определението

$$(U_n')^2 = U_{n1}^2 + U_{n2}^2. \quad (9.80)$$

Уравн. 9.79 може след това да се напише във вида

$$U_{nt} = [4kTB (R_{s1} + R_{s2}) + (U_n')^2 + (I_{n1} R_{s1})^2 + (I_{n2} R_{s2})^2]^{1/2}. \quad (9.81)$$

Въпреки че източниците на напрежение бяха комбинирани в уравн. 9.81, съществуват още два източника на шумов ток. Ако  $R_{s1} = R_{s2}$ , което обикновено е вярно, тъй като чрез това условие се намалява до минимум постояннотоковото изходно остатъчно напрежение, вследствие на входния ток двата генератора на шумовия ток могат също така да бъдат обединени чрез определението

$$(I_n')^2 = I_{n1}^2 + I_{n2}^2. \quad (9.82)$$

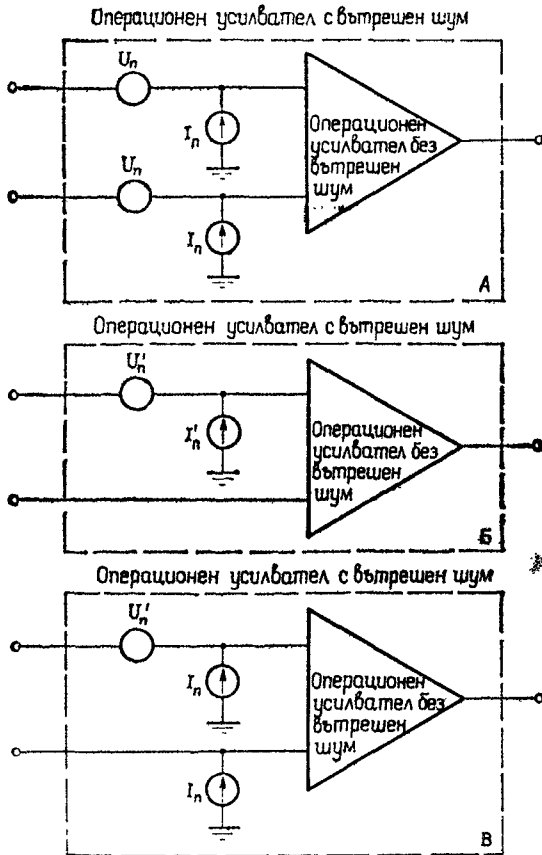
За  $R_{s1} = R_{s2} = R_s$  уравн. 9.81 се свежда до израза

$$U_{nt} = [8kTBR_s + (U_n')^2 + (I_n' R_s)^2]^{1/2}. \quad (9.83)$$

Еквивалентната схема съгласно този израз е показана на фиг. 9.18В. За да бъдат получени оптимални шумови характеристики (максимално отношение сигнал / шум на операционния усилвател), трябва да бъде намалено до минимум пълното еквивалентно входно напрежение на шума  $U_{nt}$ .

## МЕТОДИ ЗА ОПРЕДЕЛЯНЕ НА ШУМА НА ОПЕРАЦИОННИЯ УСИЛВАТЕЛ

При производството на операционните усилватели се използват различни методи за определяне шума на тези елементи. В някои от случаите се определят стойностите на  $U_n$  и  $I_n$  за всеки извод,



Фиг. 9.19. Начини на моделиране на шума на операционния усилвател: (А) отделни генератори на шум на всеки вход; (Б) генератори на шум, отнесени към единия вход; (В) отделни генератори на ток на шума с отнесен към единия вход генератор на напрежение на шум

както е показано на еквивалентната схема на фиг. 9.19А. Вследствие на симетрията на входната схема напрежението на тока на шума на всеки вход са равни. Вторият метод е да се определят комбинираните стойности  $U_n$  и  $I_n$ , които тогава се отнасят само към

един вход, както е показано на фиг. 9.19Б. За да бъдат обединени двата генератора на шумовия ток, допуска се, че към двата входа са включени еднакви съпротивления на източника. Величините на обединените генератори на шумово напрежение съгласно фиг. 9.19Б по отношение на отделните генератори на напрежение от фиг. 9.19А са

$$U_n' = \sqrt{2} U_n, \quad (9.84)$$

$$I_n' = \sqrt{2} I_n. \quad (9.85)$$

В други случаи напрежението на шума се дава от производителя като комбинираната стойност  $U_n$ , докато шумовият ток представлява стойността  $I_n$ , приложена към всеки вход поотделно. Еквивалентната схема на такова представяне на шумовите характеристики е дадена на фиг. 9.19В. При употреба следователно първо трябва да се разбере коя еквивалентна схема е използвана за определяне данните на елемента преди прилагане на информацията. Досега не е установено кой от трите метода трябва да бъде използван за определяне шума на операционния усилвател.

#### КОЕФИЦИЕНТ НА ШУМА НА ОПЕРАЦИОННИЯ УСИЛВАТЕЛ

Обикновено коефициентът на шума не се използва във връзка с операционните усилватели. Обаче коефициентът на шум може да се дефинира чрез заместване на уравн. 9.83 в уравн. 9.26 и последователно да се реши спрямо  $F$ . Оттук се получава

$$F = 2 + \frac{(U_n')^2 + (I_n' R_s)^2}{4kTBR_s}. \quad (9.86)$$

Уравн. 9.86 предполага, че шумът на източника се дължи на едното съпротивление на източника  $R_s$  вместо на двете. Това е вярно, ако входният сигнал се подава несиметрично на операционния усилвател. Топлинният шум в резистора на неизползувания вход се смята за част от шума на усилвателя и е недостатък на тази схема на свързване.

При инвертиращ усилвател шумът, прелизвикан от  $R_s$  на неизползувания вход, може да се шунтира с кондензатор. При неинвертиращ усилвател обаче това не е възможно, тъй като в тази точка се включва веригата за обратна връзка.

Втори метод за определяне на коефициента на шума на операционен усилвател е да се допусне, че източникът на шум е вследствие на топлинния шум в двете съпротивления на източника ( $2R_s$  в този случай). Тогава коефициентът на шума може да се запише като

$$F = 1 + \frac{(U_n')^2 + (I_n' R_s)^2}{8kTBR_s}. \quad (9.87)$$

Уравн. 9.87 се прилага към операционен усилвател, използван като диференциален усилвател с два активни входа.

## РЕЗЮМЕ

- Ако съпротивлението на източника е променливо и напрежението на източника е постоянно при проектирането на схемата, минималният коефициент на шума не е задължително да създава и оптимални шумови характеристики.
- За дадено съпротивление на източника схемата с най-малък шум е тази схема, която е с най-нисък коефициент на шума.
- За най-добри шумови характеристики трябва да бъде увеличено до максимум изходното отношение сигнал/шум, което е еквивалентно на намаление до минимум на пълното входно напрежение на шума ( $U_{nt}$ ).
- Понятието коефициент на шума е без смисъл, когато източникът представлява чист реактанс.
- За най-добри шумови характеристики трябва да се използва източник с малко съпротивление (при допускане, че напрежението на източника остава постоянно).
- Шумовите характеристики могат да бъдат подобрени чрез трансформаторна връзка за намаляване на съпротивлението на източника до стойност, равна на  $R_s = U_n/I_n$ .
- Ако усилването на първото стъпало на една система е високо, общият шум на системата се определя главно от шума на първото стъпало.

## БИБЛИОГРАФИЯ

- Baxandall, P. J., «Noise in Transistor Circuits», *Wireless World*, Vol. 74. November and December, 1968.
- Cooke, H. F., «Transistor Noise Figure», *Solid State Design*, pp. 37—42, February, 1963.
- Friis, H. T., «Noise Figures of Radio Receivers», *Proceedings of the IRE*, Vol. 32, July, 1944.
- Gfeller, J., «FET Noise», *EEE*, pp. 60-63, June, 1965.
- Graeme, J., «Don't Minimize Noise Figure», *Electronic Design*, January 21, 1971.
- Haus, H. A. et al., «Representation of Noise in Linear Twoports», *Proceedings of IRE*, Vol. 48, January, 1960.
- Letzter, S., and Webster, N., «Noise in Amplifiers», *IEEE Spectrum*, Vol. 7, No. 8, pp. 67—75, August, 1970.
- Motchenbacher, C. D., and Fitchen, F. C., *Low-Noise Electronic Design*, Wiley, New York, 1973.
- Mumford, W. W., and Scheibe, E. H., *Noise Performance Factors in Communication Systems*, Horizon House, Dedham, Mass, 1968.
- Nielsen, E. G., «Behavior of Noise Figure in Junction Transistors», *Proceedings of the IRE*, Vol. 45. pp. 957—963, July, 1957.



- Robe, T., «Taming Noise in IC Op-Amps», *Electronic Design*, Vol. 22, July 19, 1974.
- Robinson, F. N. H., «Noise in Transistors», *Wireless World*, July, 1970.
- Rothe, H., and Dahlke, W. «Theory of Noisy Fourpoles», *Proceedings of IRE*, Vol. 44, June, 1956.
- Trinogga, L. A., and Oxford, D. F., «J. F. E. T. Noise Figure Measurement», *Electronic Engineering*, April, 1974.
- Van der Ziel, A., «Noise in Solid State Devices and Lasers», *Proceedings of the IEEE*, Vol. 58, August, 1970.
- Watson, F. B., «Find the Quietest JFETs», *Electronic Design*, November 8, 1974.

## ПРИЛОЖЕНИЕ

# A

### ДЕЦИБЕЛИ

Една от най-често използваните, но често недооценявана форма на изразяване на връзките между величините в областта на електротехниката и електрониката, е децибелът с означение dB. Децибелът е логаритмична единица, изразяваща отношението на две мощности. Той се определя като

$$\text{число на dB} = 10 \log \frac{P_2}{P_1}. \quad (\text{A.1})$$

Тази единица може да изразява усилване по мощност ( $P_2 > P_1$ ) или загуби на мощност ( $P_2 < P_1$ ).

Тъй като определението на децибелите въвежда логаритмични изрази, ще бъде уместно да бъдат разгледани предварително някои от свойствата на логаритмите. Логаритъм  $Y$  на числото  $X$  е степента, на която трябва да бъде повдигнато числото 10, за да се получи числото  $X$ . Следователно, ако

$$Y = \log X, \quad (\text{A.2})$$

тогава

$$X = 10^Y. \quad (\text{A.3})$$

Някои равенства с използване на логаритми са:

$$\log AB = \log A + \log B, \quad (\text{A.4})$$

$$\log A/B = \log A - \log B, \quad (\text{A.5})$$

$$\log A^n = n \log A. \quad (\text{A.6})$$

#### ИЗПОЛЗВАНЕ НА ДЕЦИБЕЛИТЕ ЗА ДРУГИ ОТНОШЕНИЯ ОСВЕН ОТНОШЕНИЕ НА МОЩНОСТИ

Обикновено в практиката често се използват децибелите за изразяване на отношение на напрежение или ток. Най-често използваните дефиниции за изразяване на отношения на напрежение и ток в dB са:

$$\text{усилване по напрежение в dB} = 20 \log \frac{U_2}{U_1}, \quad (\text{A.7})$$

$$\text{усилване по ток в dB} = 20 \log \frac{I_2}{I_1}. \quad (\text{A.8})$$

Тези уравнения са точни само когато и двете напрежения или двата тока са измерени върху еднакви импеданси. Общоприето е обаче използването на дефинициите от уравни. А.7 и А.8 независимо от стойностите на импедансите.

Взаимната връзка между усилването по напрежение и усилването по мощност може да се определи чрез използване на фиг. А.1. Мощността на входа на усилвателя е

$$P_1 = \frac{U_1^2}{R_1}. \quad (\text{A.9})$$

Исходната мощност на усилвателя е

$$P_2 = \frac{U_2^2}{R_2}. \quad (\text{A.10})$$

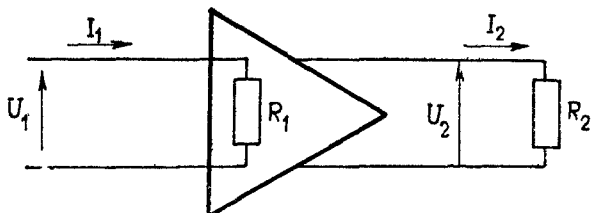
Усилването по мощност  $G$  на усилвателя, изразена в dB, е

$$G = 10 \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \log \left( \frac{U_2}{U_1} \right)^2 \frac{R_1}{R_2}. \quad (\text{A.11})$$

При използване на равенствата А.4 и А.6 уравни. А.11 може да се запише във вида

$$G = 20 \log \frac{U_2}{U_1} + 10 \log \frac{R_1}{R_2}. \quad (\text{A.12})$$

Сравнението на уравни. А.12 с А.7 показва, че първият член по усилването по мощност представлява усилването по напрежение съгласно дефиницията на А.7. Ако  $R_1 = R_2$ , тогава усилването по мощност и усилването по напрежение, изразени в dB, числено са еднакви. Стойностите на съпротивленията  $R_1$  и  $R_2$  трябва да бъдат известни, за да може да бъде определено усилването по мощност, ако е дадено усилването по напрежение.



Фиг. А.1. Схема за сравнение на усилването по мощност и по напрежение

По подобен начин усилването по мощност на схемата от фиг. А.1 може да бъде изразено като

$$G = 20 \log \frac{I_2}{I_1} + 10 \log \frac{R_2}{R_1}. \quad (\text{A.13})$$

Тук трябва да се отбележи, че отношението на съпротивленията е обратно на отношението им от уравн. А.12.

**Пример А.1.** Схема има усилване по напрежение 0,5, входен импеданс  $100\Omega$  и товарен импеданс  $10\Omega$ . Съгласно уравн. А.7 усилването по напрежение в dB е  $-6\text{dB}$ . От уравн. А.12 имаме

$$\text{усилване по мощност в dB} = -6 + 10 \log \frac{100}{10} = 4\text{dB}.$$

Следователно в този случай усилването по мощност в dB е положително, докато усилването по напрежение в dB е отрицателно.

### ЗАГУБИ НА МОЩНОСТ ИЛИ ОТРИЦАТЕЛНО УСИЛВАНЕ ПО МОЩНОСТ

Нека сега да бъде изчислено усилването по мощност от точка 1 до точка 2 за случая, когато мощността в точка 2 е по-малка от мощността в точка 1. Усилването по мощност в dB е

$$G = 10 \log \frac{P_2}{P_1}. \quad (\text{A.15})$$

За да се изрази отношението  $P_2/P_1$  като число, по-голямо от 1, изразът А.15 може да се напише във вида

$$G = 10 \log \left( \frac{P_1}{P_2} \right)^{-1}. \quad (\text{A.16})$$

Съгласно равенство А.6 се получава

$$G = -10 \log \frac{P_1}{P_2}. \quad (\text{A.17})$$

Следователно загубите на мощност се изразяват в отрицателно усилване по мощност в dB.

### АБСОЛЮТНО НИВО ПО МОЩНОСТ

Децибелите могат да бъдат използвани също така и за изразяване на абсолютно ниво по мощност чрез заместване на знаменателя на уравн. А.1 с някаква стандартна еталонна мощност  $P_0$ , например  $1\text{mW}$ . В този случай се получава

$$\text{число на dB (абсолютно)} = 10 \log \frac{P}{P_0}. \quad (\text{A.18})$$

като по този начин е показано абсолютното ниво по мощност над или под еталонната мощност. В този случай трябва да се знае еталонната мощност, която обикновено се дава чрез допълнителни букви към съкращението dB. Например dBm се използва за означаване на еталонна мощност от 1mW. Табл. А.1 дава някои от по-често използваните абсолютни единици за dB, техните еталонни нива и съкратеното им означение.

Т а б л и ц а А.1

Еталонни нива за различни единици, dB

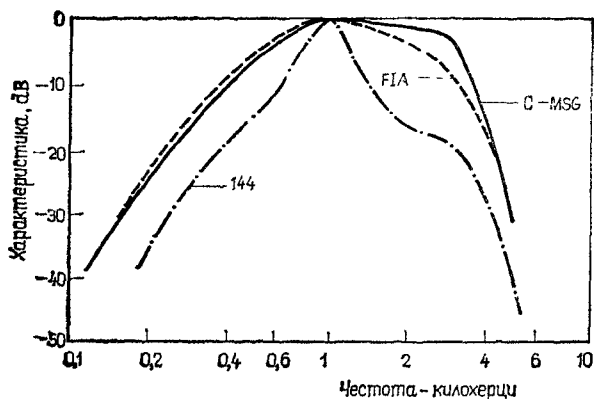
Единица	Вид на единицата	Еталон	Приложение	Забележка
dBA	мощност	$10^{-11.5} W$	шум	Измерване чрез FIA тегловни единици
dBm	мощност	1 mW		
dBm	мощност	$10^{-12} W$	шум	Измерване чрез „тегловна функция C — съобщения“
dBmC	мощност	$10^{-12} W$	шум	
dBV	напрежение	1 V		
dBmV	напрежение	1 mV		
dBW	мощност	1 W		
dBx	мощност	(вж. забел.)	прослушване	Еталонът е 90dB загуби при прослушване

### ИЗМЕРВАНИЯ НА ШУМ

В телефонната техника шумовете на аналоговите комуникационни схеми, работещи в говорния честотен обхват, се оценяват чрез измерване на дразнещото въздействие на шума върху слушателя. Това се прави чрез използване на честотни тегловни функции, които описват честотната зависимост на човешкия слух, така както честотната характеристика на телефонния приемник. Например, ако за смущаващ тон с честота 500 Hz се счита, че оказва само наполовина дразнещо влияние в сравнение с това на смущаващ тон с честота 1000Hz, тегловната функция за честота 500Hz ще има стойност, два пъти по-малка от стойността ѝ за честота 1000 Hz. Тегловната функция може да се моделира физически чрез включване към измерителя на шума и съответна схема на електрически филтър.

«Тегловни функции». През 1920 г. са проведени за първи път експерименти за измерване шумовите интерференционни явления с телефонен апарат модел «144» на компанията Уестърн Електрик. Резултатите са известни като «тегловна функция 144», кривата на която е показана на фиг. А.2. Тази крива е основно определена чрез честотната характеристика на телефонния апарат тип 144.

През 1930 г. преобладаващ става телефонният апарат тип 302, който довежда до създаването на нова тегловна функция, наречена «Тегловна функция F1A». Както може да се види от фиг. А.2, тегловната функция F1A има по-широка пропускана лента, от-



Фиг. А-2. Различни тегловни функции, използвани при измервания на шум

колкото тегловната функция 144. Това се дължи на факта, че модел 302 има по-широка характеристика и по такъв начин в него има възможност да попадне повече шум, който да наруши предаването на говора.

С появата на телефонния апарат модел 500 през 1950 г. се създава и нова тегловна функция. Тя има малко по-широка лента на пропускане и е известна като «тегловна функция С — съобщение» (вж. фиг. А.2). Понастоящем тази функция е стандарта, който се използва при измервания на шума в Бел Систем.

**Единици за шум.** При проектирането на първите измерители на шум се решава за определяне на шума в dB да се въведе еталонна шумова мощност от  $10^{-12}$  W или  $-90$  dB. Това количествено шумова мощност ( $-90$  dBm) представлява прагът на възприемане и различаване на шума от човешкото ухо. Единицата за шум е наречена dB<sub>r</sub>n\* (еталонен шум в dB). Така 0dB<sub>r</sub>n означава мощност на шума от  $+90$ dB<sub>r</sub>n. При някои ранни измерителни апаратури се е отчитало 0dB<sub>r</sub>n, ако е измерена мощност на шума  $-90$ dB при 1000 Hz. Вследствие на тегловната функция 144 обаче еднаква мощност при други честоти дава различни показания.

След разпространението на телефонния апарат тип 302 за масово използване се създава измерителна апаратура за шума 2B при включване на тегловната функция F1A. При конструирането се

\*dB<sub>r</sub>n = dB reference noise. (Б. пр.)

решава, че 2В апаратурата отчита същата числена стойност, която се получава при предишните измервания от бял шум в лента от 0 до 3000 Hz. Вследствие на различните тегловни функции, използвани при двете измервания, уредите 2В отчитат 5dB по-малко от предишните уреди за мощност на шума при 1000 Hz. По такъв начин еталонната мощност за уред за измерване на шум 2В нараства до  $-85\text{dB}$  ( $10^{-11,5}\text{W}$ ) на честота 1000Hz. Промяната на еталонната мощност довежда и до промяна в единиците за измерване на шума. Новата единица е наречена dBa\* (настроена единица за шум dBrn). Така 0dBa е равно на  $-85\text{dBm}$  мощност при честота 1000 Hz. Тази единица dBa е била използвана цели 25 години.

С навлизането в употреба на телефонния апарат тип 500 се появява нов вид измерителна апаратура на шума, наречена 3А. Тази апаратура включва новата «тегловна функция С — съобщение». Решено е отново да се възприеме старото положение  $-90\text{dBm}$  на честота 1000 Hz като еталонно ниво с нова единица, наречена dBrnc. Тази единица означава старата единица dBrn, използваща обаче новата тегловна функция С — съобщение. Това еталонно ниво за измерителна апаратура 3А е избрано, като се има пред вид, че съвременните модерни предавателни схеми са с по-малък шум и че при еталонно ниво  $-85\text{dB}$  може да се получат отрицателни показания за dBa, при което ще възникнат недоразумения, защото при различните еталонни нива апаратурата 3А отчита 5dB повече, отколкото апаратурата 2В за мощност при честота 1000Hz. В повечето случаи на измерване на случайни шумове апаратурата 3А отчита около 6dB повече, отколкото апаратура 2В вследствие на разликата в тегловните функции, които са използвани.

Табл. А.2 прави сравнение в показанията на трите вида измерителна апаратура.

Т а б л и ц а А . 2

**Сравнение на измерванията, направени чрез различни тегловни функции**

Апаратура за измерване на шум на Уестърн Електрик	Тегловна функция	Показания на апаратурата при входно ниво 0 dBm	
		1000 Hz	бял шум 0—3 kHz
Преди 2В 3А	144 F1A С	90 dBrn 85 dBa 90 dBrnc	82 dBrn 82 dBa 88 dBrnc

\*dBa = dBrn adjusted. (Б. пр.)

## ЕДИНИЦИ НА ПРОСЛУШВАНЕ МЕЖДУ КАНАЛИТЕ

Единицата на прослушване между каналите е dBx. Тази единица не е от обикновените, тъй като при нея за еталон не се използва абсолютно ниво по мощност. Еталон тук са загуби от 90dB между смушаващата схема и схемата, която е повлияна от нея. Единицата за прослушване между каналите представлява количествена оценка колко dB над 90dB са загубите на прослушване. Следователно

$$\text{dBx} = 90 \quad (\text{загуби на прослушване в dB}). \quad (\text{A.19})$$

Например нека допуснем, че към схема В се прехвърля сигнал от схема А, но с 62 dB по-ниско ниво по мощност. Тогава прослушването от А към В е 28dBx.

## СЪБИРАНЕ НА МОЩНОСТИ, ИЗРАЗЕНО В ДЕЦИБЕЛИ

Често пъти е необходимо да се определи сумата на две мощности, когато отделните мощности са изразени в dB спрямо някакво еталонно ниво по мощност (dBm). Отделните мощности могат винаги да се изразят в абсолютна мощност, да се съберат и след това да се превърнат отново в dB, но такъв начин на изчисление изисква време. При комбиниране на такива форми може да се използва следната процедура:  $Y_1$  и  $Y_2$  са две нива на мощност, изразени в dB над или под еталонното ниво на мощност  $P_0$ ,  $P_1$  и  $P_2$  представляват абсолютните стойности на мощностите, съответстващи, респективно на  $Y_1$  и  $Y_2$ . Нека също така да се допусне, че  $P_2 > P_1$ . От уравн. А.18 и А.3 може да се напише

$$\frac{P_1}{P_0} = 10^{Y_1/10} \quad (\text{A.20})$$

и

$$\frac{P_2}{P_0} = 10^{Y_2/10}. \quad (\text{A.21})$$

Следователно

$$\frac{P_1}{P_2} = 10^{(Y_1 - Y_2)/10}. \quad (\text{A.22})$$

Разликата между двете мощности, изразени в dB, може да се означае с  $D$ , или

$$D = Y_2 - Y_1. \quad (\text{A.23})$$

Следователно

$$P_1 = P_2 (10)^{-D/10}. \quad (\text{A.24})$$



Ако се прибави  $P_2$  към двете страни на равенството, се получава

$$P_1 + P_2 = P_2 (1 + 10^{-D/10}). \quad (\text{A.25})$$

При изразяване на сумата от мощностите  $P_1$  и  $P_2$  в dB спрямо  $P_0$  се получава

$$Y_T = 10 \log \left( \frac{P_1 + P_2}{P_0} \right). \quad (\text{A.26})$$

Това може да се запише във вида

$$Y_T = 10 \log (P_1 + P_2) - 10 \log P_0. \quad (\text{A.27})$$

При заместване на  $P_1 + P_2$  от уравн. А.25 се получава

$$Y_T = 10 \log [P_2 (1 + 10^{-D/10})] - 10 \log P_0, \quad (\text{A.28})$$

или

$$Y_T = 10 \log \left( \frac{P_2}{P_0} \right) + 10 \log (1 + 10^{-D/10}). \quad (\text{A.29})$$

Първият член на равенството представлява  $Y_2$ , по-голямата от двете мощности, изразена в dB. Вторият член показва с колко dB се увеличава  $Y_2$  при сумиране на мощностите.

Следователно сумата на две мощности, изразени в децибели, е равна на по-голямата от двете мощности, увеличена с изрза

$$\boxed{10 \log (1 + 10^{-D/10})} \quad (\text{A.29})$$

където  $D$  е равно на разликата в децибели между двете първоначални мощности. Максималната стойност на този израз е 3dB, която се получава при  $D = 0$ . Стойностите на този израз са дадени в табл. А.3.

Т а б л и ц а А.3

Сума на две мощности, изразена в dB

Стойност на $D$ в dB, с която се различават двете мощности	Допълнителна стойност, която се прибавя към стойността на по-голямата мощност за получаване на общата сума, в dB
0	3,00
0,5	2,77
1	2,54
1,5	2,32
2	2,12
3	1,76
4	1,46
5	1,19
6	0,97
7	0,79
8	0,64
9	0,51
10	0,41
11	0,33
12	0,27
13	0,14
14	0,04

## РЕЗЮМЕ НА МЕТОДИТЕ ЗА НАМАЛЯВАНЕ НА ШУМОВЕТЕ

Следващият контролен списък е предназначен да обобщи в кратка форма най-често използваните методи за намаляване на шумовете. Методите, отбелязани със звездичка, се отличават с икономичност на решението и е препоръчително да се използват навсякъде, където е възможно приложението им. Останалите методи трябва да се прилагат в случаите, когато се изисква допълнително намаление на шумовете.

### КОНТРОЛЕН СПИСЪК НА МЕТОДИТЕ ЗА НАМАЛЯВАНЕ НА ШУМОВЕТЕ

#### А. Потискане на шума при източника

- Затваряне на източника на шум в екраниран корпус.
- Поставяне на филтри на всички проводници, излизаци от шумовата среда.
- Ограничение на времето за нарастване на импулса.
- Бобините на релетата трябва да бъдат осигурени с някаква форма на потискане на противо-е.д.н.
- Съвместно усукване на проводниците, в които проникват шумове\*.

Екраниране и усукване на проводниците, в които има шумове

- Заземяване на двата края на екраните, използвани за потискане на интерференционните явления при излъчване (екранът не трябва да бъде изолиран).

#### Б. Елиминиране на шумовата връзка

- Усукване на проводници с маломощни сигнали.\*
- Разполагане на проводниците с ниски нива близо до шаси (особено ако импедансът на схемата е висок).
- Усукване и екраниране на сигналните проводници (на високи честоти може да се използва коаксиален кабел).
- Екранирани кабели, използвани като маломощни сигнални

проводници, трябва да бъдат заземени само в единия край (за високи честоти може да бъде използван коаксиален кабел с екран, зазем и в двата края)\*.

- Изолиране на екрана върху сигналните проводници.
- Когато маломощни сигнални проводници и проводници с шум завършват на един съединител, те се разделят, като между тях се поставят заземителните проводници на двете вериги.\*
- Екранът на сигналния тракт се извежда на съединителя на отделен щифт.
- При съвместна работа на мощни и маломощни апаратури се избягват общи заземителни проводници.
- Заземяването на механичката конструкция е отделно от заземяването на електронните схеми.\*
- Заземителните проводници трябва да бъдат колкото е възможно по-къси\*.
- За защита на метални повърхности се използват провеждащи покрития вместо непровеждащи покрития.
- Разделяне на проводниците с шум от тези без шум.\*  
Схемите се заземяват само в една точка (с изключение при високи честоти).
- Избягват се ненадеждни или случайни земи.
- При много чувствителни схеми източникът и товарът се балансира спрямо земя.
- Чувствителни апаратури се помещават в екраниран корпус.
- Филтриране или развързване на проводниците, влизащи в корпуси, които съдържат чувствителна апаратура.
- Дължината на чувствителните проводници се запазва възможно най-малка.\*
- Дължината на проводниците, излизащи извън екрана на кабела, се запазва възможно най-малка.\*
- Използуване на токозахранващи вериги с възможно най-нисък импеданс.
- Избягване образуването на затворени заземителни контури.\*
- Целесъобразно използване на следните елементи за прекъсване на заземителната верига:  
разделящи трансформатори  
неутрализиращи трансформатори  
оптически преобразуватели  
диференциални усилватели  
защитени усилватели  
балансни схеми.

### **В. Намаление на шумовете в приемника**

- Използуване на честотна лента само с необходимата широчина.
- Използуване на честотни селективни филтри, където е възможно приложението им.
- Осигуряване на подходящо развързване на токозахранването.

- Съвместно използване на електролитни и малки високочестотни кондензатори като развързващи елементи.
- Разделяне на заземяването на сигналния тракт на схемите с голям шум и на механическата конструкция.\*
- Използване на екранирани корпуси.
- При тръбни кондензатори се заземява краят на външното фолио.\*

## В ПРИЛОЖЕНИЕ

### МНОГОКРАТНИ ОТРАЖЕНИЯ НА МАГНИТНИ ПОЛЕТА В ТЪНКИ ЕКРАНИ

Нека да бъде разгледан случаят на магнитно поле с вълнов импеданс  $Z_1$ , което среща тънкостенен екран с характеристичен импеданс  $Z_2$ , както е показано в глава 6, фиг. 6.14. Тъй като екранът е тънък и скоростта на разпространение е голяма, изменението на фазата при преминаване на вълната през екрана може да се пренебрегне. При тези условия пълната преминала вълна може да се запише във вида

$$H_t (\text{пълно}) = H_{t_2} + H_{t_4} + H_{t_6} + \dots \quad (\text{B.1})$$

От уравн. 6.10 и 6.15 може да се напише

$$H_{t_2} = \frac{2Z_1 H_0}{Z_1 + Z_2} (e^{-t/\delta}) K, \quad (\text{B.2})$$

където  $k$  е равно на коефициента на предаване на втория преход от среда 2 към среда 1 (уравн. 6.17).

За  $H_{t_4}$  може да се запише

$$H_{t_4} = \frac{2Z_1 H_0}{Z_1 + Z_2} (e^{-t/\delta}) (1 - K) e^{-t/\delta} (1 - K) (e^{-t/\delta}) K, \quad (\text{B.3})$$

което може да се опрости до вида

$$H_{t_4} = \frac{2Z_1 H_0}{Z_1 + Z_2} (e^{-3t/\delta}) (K - 2K^2 + K^3). \quad (\text{B.4})$$

Нека да бъде разгледан случаят за метален екран, където  $Z_2 \ll Z_1$ . Тогава  $K \ll 1$ ,  $K^2 \ll K$  и  $K^3 \ll K$  и т. н. Пълната преминала вълна тогава може да се запише във вида

$$H_t (\text{пълно}) = 2H_0 K (e^{-t/\delta} + e^{-3t/\delta} + e^{-5t/\delta} + \dots). \quad (\text{B.5})$$

\*Икономически решения на проблемите на шума без допълнителни разходи (Б. а.)

Безкрайната сума в скобите на уравн. В.5 клони към една крайна граница\*:

$$e^{-t/\delta} + e^{-3t/\delta} + e^{-5t/\delta} + \dots = \frac{\operatorname{cosech}(t/\delta)}{2} = \frac{1}{2 \sinh(t/\delta)}. \quad (\text{B.6})$$

При заместване на уравн. 6.17 за  $K$  и уравн. В.6 за безкрайната сума в уравн. В.5 се получава

$$H_t (\text{пълно}) = \frac{4H_0 Z_2}{Z_1} \left[ \frac{1}{2 \sinh(t/\delta)} \right], \quad (\text{B.7})$$

или

$$\frac{H_0}{H_t (\text{пълно})} = \left( \frac{Z_1}{4Z_2} \right) 2 \sinh \left( \frac{t}{\delta} \right). \quad (\text{B.8})$$

Ефективността на екраниране представлява 20 пъти логаритъм от уравн. В.8, или

$$S = 20 \log \frac{Z_1}{4Z_2} + 20 \log \left[ 2 \sinh \left( \frac{t}{\delta} \right) \right]. \quad (\text{B.9})$$

При заместване на  $Z_1$  с вълновия импеданс при екрана  $Z_w$  и заместване на  $Z_2$  с импеданса на екрана  $Z_s$  се получава

$$\left[ S = 20 \log \frac{Z_w}{4Z_s} + 20 \log \left[ 2 \sinh \left( \frac{t}{\delta} \right) \right] \right]. \quad (\text{B.10})$$

Първият член на уравн. В.10 представлява загубите на отражение  $R$  дефинирани от уравн. 6.22. За изчисление на корекционния фактор  $B$  уравн. В.10 трябва да бъде преобразувано във формата на уравн. 6.3. Вторият член на уравн. В.10 трябва да бъде равен следователно на  $A + B$ . Така може да се напише

$$B = 20 \log \left[ 2 \sinh \left( \frac{t}{\delta} \right) \right] - A. \quad (\text{B.11})$$

При заместване на  $A$  от уравн. 6.12 а се получава

$$B = 20 \log \left( 2 \sinh \left( \frac{t}{\delta} \right) \right) - 20 \log e^{t/\delta} \quad (\text{B.12})$$

След преработка на израза се получава

$$B = 20 \log \left[ \frac{2 \sinh \left( \frac{t}{\delta} \right)}{e^{t/\delta}} \right], \quad (\text{B.13})$$

където след изразяване на  $\sinh [t/\delta]$  в експоненциален вид корекционният фактор  $B$  се получава във вида

$$B = 20 \log [1 - e^{-2t/\delta}]. \quad (\text{B.14})$$

Фиг. 6.15 представлява графичната зависимост от уравн. В.14 във функцията от  $t/\delta$ . Трябва да се отбележи, че корекционният фак-

\* Standard Mathematical Tables; 21 st Edition; p. 343; Chemical Rubber Co., 1973 (Б.а.)

тор  $B$  е винаги отрицателно число, което означава, че намалението на ефективността на екраниране се дължи на многократните отражения в тънкостенния екран.

Табл. В.1 дава стойностите на  $B$  за много малки стойности на  $t/b$ , които не са показани на фиг. 6.15.

Т а б л и ц а   В . 1

Корекционен фактор ( $B$ ) на загубите на отражение  
за много тънки екрани

$t/b$	$B$ (dB)
0,001	—54
0,002	—48
0,004	—42
0,006	—38
0,008	—36
0,01	—34
0,05	—20

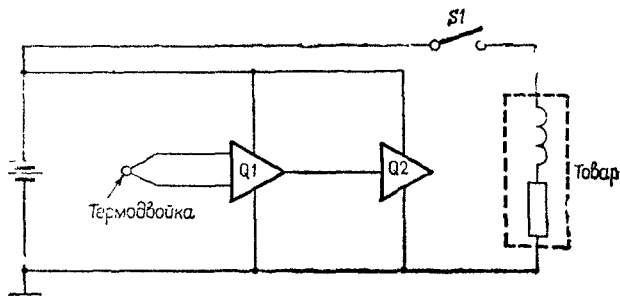
## ПРИЛОЖЕНИЕ



### 3 АДАЧИ

#### Задача 1.1

На показаната схема усилвателите  $Q_1$  и  $Q_2$  се използват за усилване на слабия сигнал от термодвойката. Товарът с голяма мощност работи периодически през ключа  $S1$  и се захранва от същия токоизточник. Ако свързването на елементите на схемата е

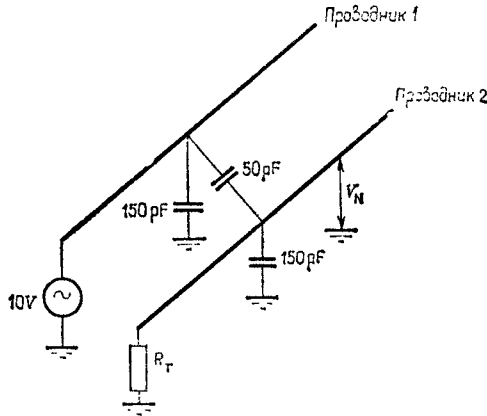


направено по начина, показан на фигурата, да се определят потенциалните източници на шум, каналите на шумова връзка и приемните схеми.

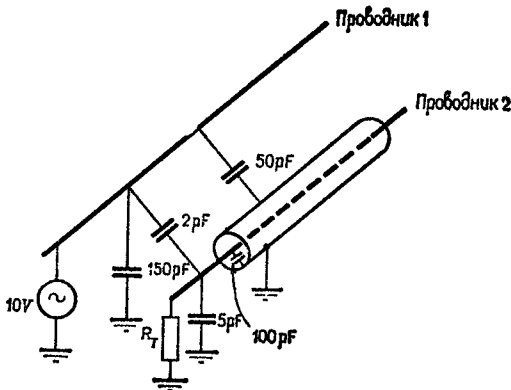
### Задача 2.1

Случайният капацитет между проводниците 1 и 2 е  $50 \text{ pF}$ . Всеки проводник има капацитет към земя  $150 \text{ pF}$ . В проводник 1 има сигнал със стойност  $10\text{V}$  променливо напрежение и честота  $100 \text{ kHz}$ . Вижте фигурата на стр. 267 Какво ще бъде напрежението на шума, прехвърлено към проводник 2, ако към последния е включен товарът ( $R_T$ ) със стойност:

- безкрайно голямо съпротивление?
- $1000\Omega$  съпротивление?
- $50\Omega$  съпротивление?



### Задача 2.2

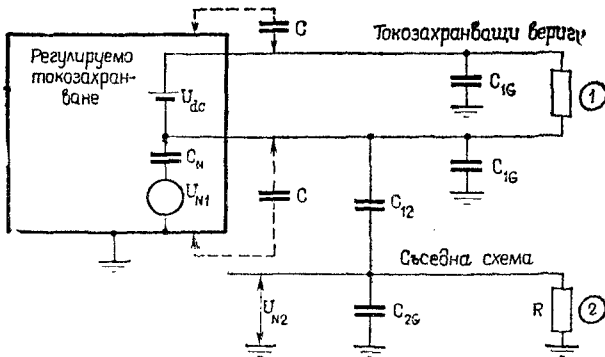


### Задача 2.2

На фигурата е показан заземен екран, поместен около проводника 2. Капацитетът от проводника 2 към екрана е 100 pF. Капацитетът между проводниците 2 и 1 е 2 pF и капацитетът между проводник 2 и земя е 5pF. В проводника 1 има сигнал със стойност 10 V и честота 100 kHz. При тази конфигурация въпросът е, какво ще бъде напрежението на шума, прехвърлено към проводник 2, ако към последния е включен товар със стойност:

- безкрайно голямо съпротивление?
- 1000  $\Omega$  съпротивление?
- 50  $\Omega$  съпротивление?

### Задача 2.3



Вследствие на комутиращото действие на мощни транзистори в регулируемите токозахранващи устройства напрежението на шума обикновено се появява между изводите на токозахранването и земя. На фигурата това напрежение е означено с  $U_{N1}$ . По капацитивен път напрежението на шума може да се прехвърли към съседната схема 2. Тук  $C_N$  е еквивалентният капацитет на връзка между корпуса и изходните проводници на токозахранването.

а. За конфигурацията на показаната схема да се определи и да се скицира графически отношението  $U_{N2}/U_{N1}$  като функция от честотата (кондензаторите  $C$ , означени с пунктирна линия, се пренебрегват).

Да се направи същото определение за случая, когато кондензаторите  $C$  са прибавени между изходните проводници и корпуса.

б. Как се проявява влиянието на шумовата връзка?

в. Как трябва да се осъществи екранирането на изводите на токозахранването за подобряване на шумовите характеристики?

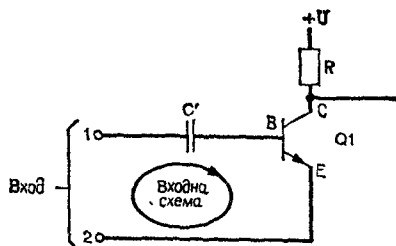
### Задача 2.4

Два проводника с дължина 10 cm и на разстояние 1 cm един от друг образуват схема. Последната е разположена в магнитно поле с индукция 10 гауса и честота 60 Hz.

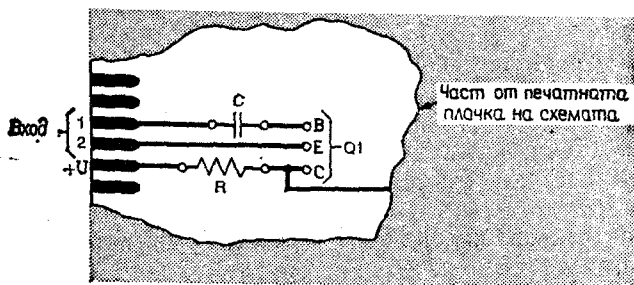


Какво ще бъде максималното напрежение на шум, индуктирано в схемата, вследствие на магнитно поле?

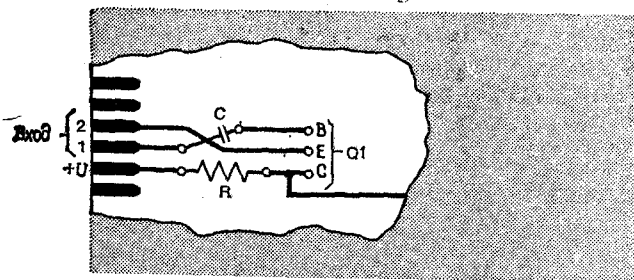
### Задача 2.5



.А



Б Б



В.

Фиг. А показва част от схема на маломощен транзисторен усилвател. Печатната схема с връзките за схемата е показана на фиг. Б. Схемата е разположена в област със силно магнитно поле.

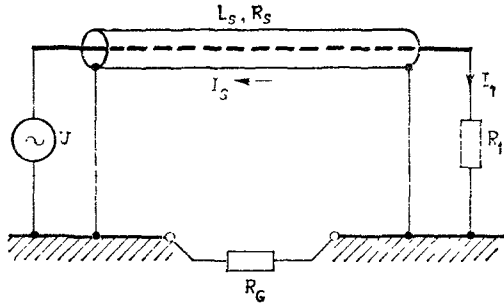
Въпрос: Кое е предимството на връзките на печатната платка от фиг. В. пред тази от фиг. Б?

### Задача 2.6

За случай на връзка чрез магнитно поле да се изчисли коефициентът на екраниране ( $\eta$ ) на екранирана (коаксиална) приемна

схема (екранът е заземен в двата края) във формата на съпротивление и индуктивност на екрана.

### Задача 3.1



Показаният на фигурата екран е характеризирани със своята индуктивност  $L_S$  и съпротивление  $R_S$ . Към схемата е включено също така и еквивалентното съпротивление на заземяване  $R_G$ .

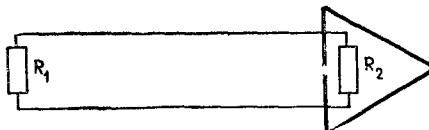
- Да се построи графично асимптотичната зависимост на  $(I_S/I_1)$  от честотата.
- От коя честота нагоре 98% от тока  $I_1$  ще протичат обратно през екрана?

### Задача 3.2

Ако върху екраниран кабел се постави ферит, какво влияние ще окаже той на честотата на среза на екрана?

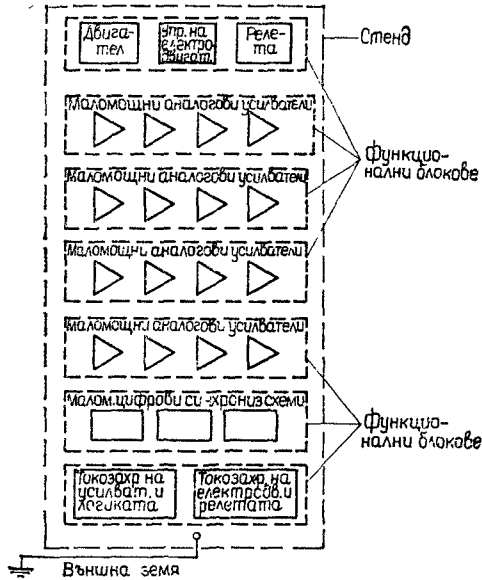
### Задача 3.3

Магнитно поле индуцира напрежение на шума в следващата схема:



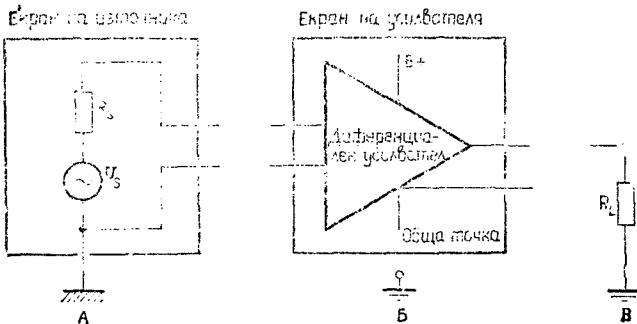
- Какво ще бъде напрежението на шума на входните изводи на усилвателя в зависимост от  $R_1$ ?
- Как да бъде обяснен отговорът на т. «а» при сравнение с постановката на въпроса в текста, че импедансът на приемната схема не се влияе от магнитната индукция?

### Задача 3.4



За конкретното оформление на магнитофона на фигурата да се проектира системата на заземяване.

### Задача 3.5



Да се определи оптималното свързване на кабелите и заземяването за показаната схема. Тя се състои от: заземен, маломощен нискочестотен източник на сигнала в точка А; диференциален

усилвател в точка Б; и заземен товар в точка В. Не трябва да се използват трансформатори или защитни екрани. Източникът в точка А и товарът в точка В трябва да останат заземени.

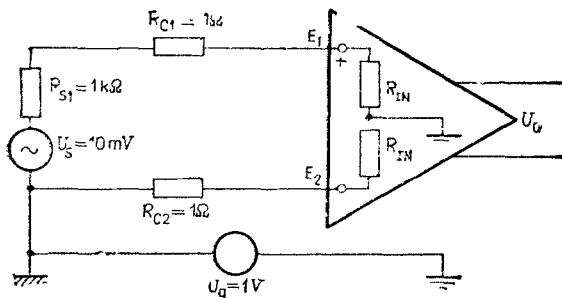
### Задача 3.6

Неутрализиращ трансформатор е свързан последователно с предавателна линия, свързваща маломощен източник към товар  $900\Omega$ . Всеки от проводниците на линията има съпротивление  $1\Omega$ . Всяка намотка на трансформатора има индуктивност от  $0,044\text{H}$  и съпротивление  $4\Omega$ .

а. От коя честота нагоре трансформаторът ще има пренебрежимо малко влияние върху предаването на сигнала?

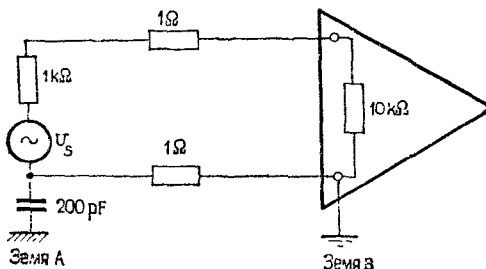
б. Какво затихване създава трансформаторът за диференциално напрежение на шума на честоти  $60, 180$  и  $300\text{ Hz}$ ?

### Задача 3.7



Какво ограничение трябва да се наложи за стойността на  $R_{IN}$  с цел напрежението на шума от заземяването на диференциалния усилвател да остане по-малко от  $0,1\%$  от напрежението на сигнала ( $U_s$ ) за показаната схема.

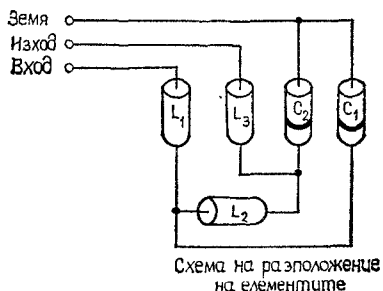
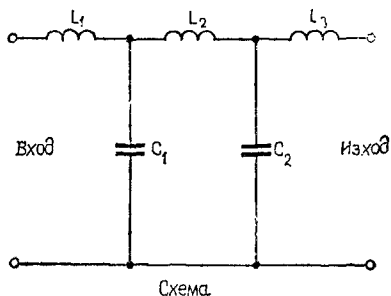
### Задача 3.8



Показаната на фигурата схема има паразитен капацитет 200 pF от източника към земя. Какво ще бъде напрежението на шума на усилвателя, ако напрежението на шума между двете земи е:

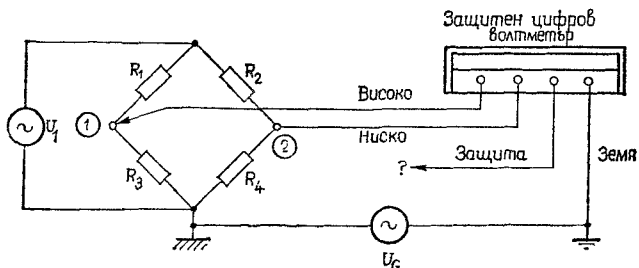
- 100 mV на 60 Hz?
- 100 mV на 6000 Hz?

### Задача 3.9



На фигурата са показани схемното и физическото разположение на елементите за нискочестотен филтър, работещ на високи честоти. Бобините са навити като соленонди с отворен магнитопровод. Кондензаторите са тръбни.

- Да се изброят недостатъците на показаната схема на разположение на елементите.
- Да се предложи ново разположение, при което се избягват горните недостатъци.



### Задача 3.10

Цифров волтметър със защитен екран се използва за измерване на напрежение в следната мостова схема:

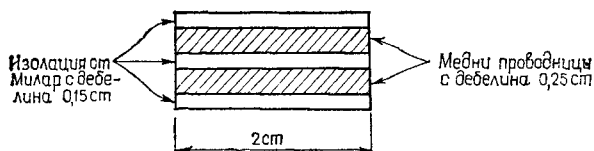
а. Кои са източниците на случайни напрежения?

б. Къде трябва да бъде свързан екранът на уреда и защо?

**Забележка:** Правилното решение на този проблем изисква грижливо обмисляне и анализ.

**Указание.** Прилага се теоремата на Тевенен за схемата спрямо изводите 1 и 2.

### Задача 4.1



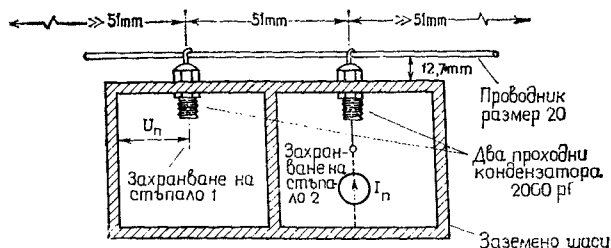
Токозахранваща шина с конструираната, показана на фигурата, се използва за предаване на 5V постоянно напрежение и затоварен ток до 10 A. Дължината на шината е 5m.

а. Какво е падението на напрежение във веригата на захранването?

б. Какъв е характеристичният импеданс на линията?

### Задача 5.1

Захранването на двустъпална високочестотна електронна схема се осъществява от токозахранващи проводници размер 20 (0,8 mm), дължина  $l$  [ $l \geq 50$  mm] през два проходни кондензатора. Второто стъпало 2 на схемата работи на честоти 25 MHz, като всяко стъпало е поместено в екраниран корпус за предотвратяването на връзката между стъпалата. При това разположение на елементите е образувана паразитна резонансна схема от индуктивността на захранващата линия и двата проходни кондензатора. Съществува възможност резонансната схема да създаде връзка между двете стъпала.



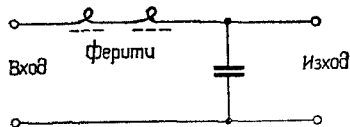
а. Да се определи резонансната честота и коефициентът на затихване на тази  $L-C$  схема.

б. Ако източникът на шум може да бъде представен във вид на еквивалентен генератор на ток  $I_n(j\omega)$  в стъпало 2, да се изведе израз за напрежението на шума  $U_n(j\omega)$ , проникнал в първото стъпало.

в. За  $I_n = 1\text{mA}$  и  $f = 25\text{ MHz}$  да се определи ( $U_n$ ).

г. Да се предложи начин за намаляване на шумовата връзка между стъпало 1 и стъпало 2 чрез използване на ферити с характеристики, дадени на фиг. 5.16 от текста. Да бъдат разгледани феритите 1 и 2. Какво влияние ще окажат те върху постоянното напрежение на двете стъпала?

д. Да се повтори т. «в» на задачата за предложена от читателя подобрена схема на разположение на елементите.



### Задача 5.2

Какво е затихването на честота 5MHz на филтър, състоящ се от два ферита(ферит 2 на фиг.5.16) и кондензатор 0,01  $\mu\text{F}$ , свързани съгласно дадената схема.

### Задача 5.3

Да се направи таблица на отношението на променливотоковото съпротивление към постояннотоковото съпротивление на меден проводник размер 22 (0,6 mm) за следните честоти: 0,2; 0,5; 1; 2; 5; 10 и 50 MHz.

### Задача 5.4

Меден проводник има правоъгълно напречно сечение с размери  $0,5 \times 2\text{ cm}$ .

а. Да се изчисли постояннотоковото му съпротивление за дължина на проводника 3048 cm.

б. Да се изчисли съпротивлението на проводник на честота 1MHz за дължина 3048 cm.

### Задача 6.1

Каква е стойността на характеристичния импеданс на сребро, месинг и неръждаема стомана за честота 10 kHz?

### Задача 6.2

Да се изчисли дълбочината на скин-ефекта и загубите на поглъщане за екран от месинг с дебелина 1,57 mm за следните честоти:

- а. 0,1 kHz.
- б. 1,0 kHz.
- в. 10 kHz.
- г. 100 kHz.

### Задача 6.3

Като се вземат в пред вид само загубите на поглъщане, да се обсъди конструкция на екрана, с която да се осигури 30 dB затихване спрямо поле с честота 60 Hz.

### Задача 6.4

а. Какви са загубите на отражение за меден екран с дебелина 0,0254 mm при електрическо поле с честота 1000 Hz?

б. Ако дебелината на екрана се повиши до 0,254 mm, какви ще бъдат в този случай загубите на отражение?

### Задача 6.5

Да се изчисли ефективността на екраниране на меден екран с дебелина 0,38 mm, разположен на разстояние 2,5 cm от източник на магнитно поле с честота 10 kHz.

### Задача 6.6

Каква ще бъде ефективността на екраниране, ако екранът от предишната задача се постави в далечното поле?

### Задача 6.7

Каква ще бъде ефективността на екраниране на алуминиев екран с дебелина 0,8 mm, разположен на разстояние 30,48 cm от източник на електрическо поле с честота 10 kHz?

### Задача 6.8

Екран е разположен на разстояние 152,4 mm от източник на електрическо поле или магнитно поле. Над коя честота могат да бъдат използвани изразите за далечно поле?

### Задача 6.9

Да се изчислят загубите на поглъщане на три различни медни екрани с дебелина съответно 0,51 mm, 1,02 mm и 1,52 mm за магнитно поле с честота 1 kHz.

### Задача 6.10

Да се изброят по собствено виждане причините, поради които тепекнената кутия представлява добър екран за средни и високи честоти.



### Задача 7.1

Бобина на реле с индуктивност  $1\text{H}$  и съпротивление  $400\ \Omega$  работи на постоянноковото захранване  $30\text{V}$ . Ключът, с който се включва веригата на релето, има платинени контакти. Да се конструира схема на контактна защита за тази схема.

### Задача 7.2

За схемата на контактна защита с ценов диод от фиг. 7.15 Д да се изобразят графично формите на напрежението и тока за следните три случая, когато контактите се затварят и когато се отварят. Допуснато е, че не съществува контактен пробив.

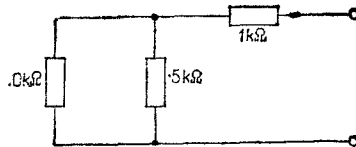
- Напрежението върху товара ( $U_c$ ).
- Токът през товара ( $I_L$ ).
- Напрежението върху контактите ( $U_c$ ).

### Задача 8.1

Да се изчисли напрежението на шума, създаден от резистор  $5000\ \Omega$  в система с широчина на пропусканата лента  $10\ \text{kHz}$  при температура:

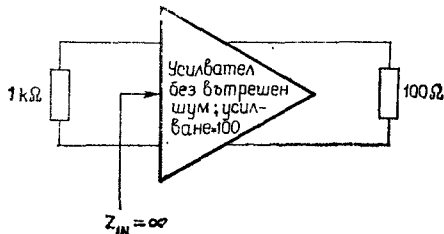
- $27^\circ\text{C}$  [ $300\ \text{K}$ ].
- $100^\circ\text{C}$  [ $373\ \text{K}$ ].

### Задача 8.2



Да се изчисли напрежението на топлинния шум за корен квадратен от широчината на лентата за показаната схема при стайна температура ( $17^\circ\text{C}$ ).

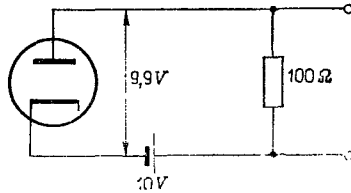
### Задача 8.3



Да се определи напрежението на шума на изхода на усилвателя от показаната схема. Да се допусне, че усилвателят има честотна характеристика, еквивалентна на:

- а. Идеален нискофреотен филтър с гранична честота 2kHz.
- б. Идеален лентов филтър с гранични честоти 99 и  $10^4$  kHz.

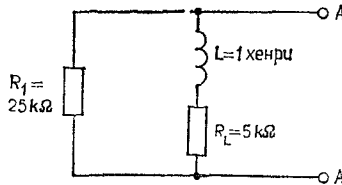
**Задача 8.4**



Какво е пълното напрежение на шума върху изводите на показаната схема? Да се изчисли влиянието на дробовия шум, както и на топлинния шум за широчина на лентата от 2,5 kHz. Диодът работи в температурно ограничена област.

**Задача 8.5**

Да се определи напрежението на шума за квадратен корен от широчината на лентата, създадено върху изводите А—А на показаната схема при стайна температура и за честота от 1590 Hz.



**Задача 9.1**

Да се изведе уравн. 9.3 [в текста] от уравн. 9.1.

**Задача 9.2**

Кой елемент създава най-малко еквивалентно входно напрежение ( $U_{nd}/\sqrt{B}$ )?

- а. Биполярен транзистор с шумово число 10dB, измерено при съпротивление на източника  $R_s = 10^4\Omega$ .
- б. Полеви транзистор с шумово число 6 dB, измерено при съпротивление на източника  $R_s = 10^5\Omega$ .

Транзистор има шумово число 3dB, измерено при съпротивление на източника 1,0MΩ. Какво е изходното отношение сигнал/шум, изразено в отношение на мощности, ако транзисторът е използван в схема с входен сигнал 0,1 mV и съпротивление на източника 1MΩ? Да се приеме, че системата има еквивалентна широчина на лентата на шума 10kHz.

#### Задача 9.4

Шумът на полеви транзистор е определен, както следва. Еквивалентното входно напрежение на шума е  $0,06 \times 10^{-6} \text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$  и еквивалентният входен шумов ток е  $0,2 \times 10^{-12} \text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

а. Какво ще бъде шумовото число, ако полевият транзистор е използван в схема със съпротивление на източника от 100Ω и при еквивалентна широчина на лентата на шума от 10 kHz?

б. Коя стойност на  $R_s$  определя най-малко шумово число и какво ще бъде то при тази стойност на  $R_s$ ?

#### Задача 9.5

Маломощен усилвател се задейства от източник със съпротивление 10Ω. Каталожните данни за  $U_n$  и  $I_n$  на работната честота са:

$$\frac{U_n}{\sqrt{B}} = 10^{-8} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}},$$

$$\frac{I_n}{\sqrt{B}} = 10^{-13} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}.$$

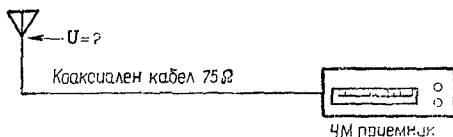
а. Да се определи преводното отношение на входния трансформатор за получаване на оптимални шумови характеристики.

б. Да се изчисли шумовото число за схемата, използваща трансформатора от т. «а».

в. Какво ще бъде шумовото число при директно свързване на входния усилвателя към 10-омовия източник?

г. Какъв ще бъде коефициентът на подобрение на отношението сигнал шум за тази схема?

#### Задача 9.6



Фигурата показва ЧМ антена, свързана към ЧМ приемник чрез отрязък от 75Ω съгласуван коаксиален кабел. Необходимото от-

ношение сигнал/шум на входните изволи за получаване на приемане с добро качество е 18 dB, а шумовото число на приемника е 8dB.

а. Ако кабелът, свързващ приемника с антената, има внесени загуби от 6dB, какво напрежение на сигнала се изисква в точката на съединение на кабела с антената за обезпечаване на доброкачествено приемане? Широчината на лентата на шума на приемника е 50 kHz.

б. Защо полученото необходимо напрежение на сигнала е значително по-малко, отколкото това, което се изисква в случая на телевизионен приемник, разгледан на стр. 230 от текста?

### Задача 9.7

Да се намери шумовото число за система с шумова температура ( $T_e$ ), равна на 290 K.

### Задача 9.8

Транзистор работи на честота  $f \ll f_a$ . Параметрите на транзистора са  $r_e' = 50\Omega$  и  $\beta_c = 1000$ . Да се изчисли минималният коефициент на шума и стойността на съпротивлението на източника, при който се получава минимумът, когато колекторният ток е:

а. 10  $\mu$ A.

б. 1,0 mA.

*Забележка.*  $r_e \approx 26/I_C$  [mA].

### Задача 9.9

Полеви транзистор има следните параметри, измерени на честота 100 MHz:  $g_{fs} = 1500 \times 10^{-6} \text{ mhos}$  и  $g_{11} = 800 \times 10^{-6} \text{ mhos}$ . Ако транзисторът се използва в схема със съпротивление на източника  $1000\Omega$ , какво ще бъде шумовото число?

### Задача 9.10

Да се изведе уравн. 9.37. Започва се от еквивалентната схема на фиг. 9.4 и от уравн. 9.1.

### Задача 9.11

Да се изведе уравн. 9.40. Започва се от еквивалентната схема на фиг. 9.4.

ПРИЛОЖЕНИЕ



ОТГОВОРИ НА ЗАДАЧИТЕ

*Забележка.* За някои от задачите може да съществува повече от едно решение. Следователно могат да бъдат намерени и други приемливи решения на задачите освен споменатите в отговорите.

Задача 1.1		
Източник	Свързващ канал	Приемник
Дъгов разряд при ключа	Излъчване	$TC^*$ $Q1$ $Q2$
	Излъчване + разпространение по проводници	$Q1$ $Q2$
Токове на преходни процеси през товара	Излъчване	$TC^*$ $Q1$ $Q2$
	Общо съпротивление на батерията + разпространение по проводници	$Q1$ $Q2$
	Общ импеданс на заземяване	$Q1$ $Q2$
	Излъчване + разпространение по проводници	$Q1$ $Q2$
Ток през товара в установен режим	Общ импеданс на заземяване	$Q1$ $Q2$
Магнитно поле на бобината	Излъчване	$TC^*$ $Q1$ $Q2$
	Излъчване + разпространение по проводници	$Q1$ $Q2$

\*Термодвойка. (Б. а.)

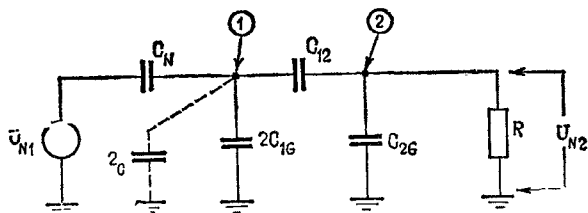
### Задача 2.1

- а. 2,5 V.
- б. 314 mV.
- в. 15,7 mV.

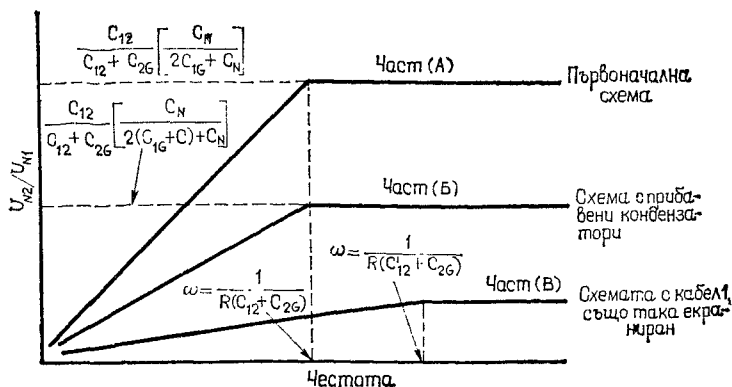
### Задача 2.2

- а. 187 mV.
- б. 12,6 mV.
- в. 628 μV.

### Задача 2.3



На фигурата е показана еквивалентната схема на шумова връзка. За опростяване на проблема е логично да се приеме допускането  $2C_{1G} \gg C_{12}$ .



а. Асимптотичната графика на отношението  $U_{N2}/U_{N1}$  е показана чрез горната крива на фигурата, показваща графичната зависимост  $U_{N2}/U_{N1} [f]$ .

б. Прибавянето на кондензаторите  $C$  води до повишаване на капацитета  $C_{1G}$ , с което се намалява максималната връзка, докато точката на пречупване на кривата остава постоянна. Това е показано със средната крива на фигурата.

в. Екраниращият кабел  $1$  намалява  $C_{12}$  до стойност  $C_{12}'$ . С това се намалява по-нататък максималната връзка, а също така се увеличава честотата на пречупване на кривата. Това влияние е показано чрез долната крива на фигурата. Вторият ефект от екранирането е повишение на капацитета  $C_{1G}$ , с което още повече се намалява връзката.

376  $\mu\text{V}$ .

### Задача 2.4

### Задача 2.5

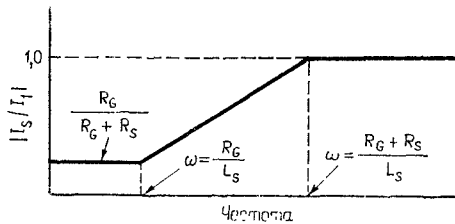
Индуктираното напрежение вследствие на магнитното поле е с обратен поляритет от двете страни на кръстосването, при което се получава ефект на компенсация на напрежението на шума.

### Задача 2.6

$$\eta = \frac{R_S / L_S}{j \omega R_S / L_S}$$

Указание. От уравн. 2.17 е ясно, че  $M_{23} = L_S$ .

### Задача 3.1

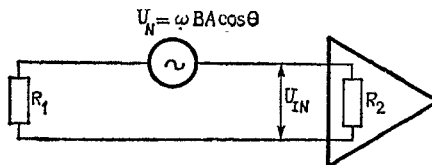


а. Решението е дадено на горната фигура.

б.  $f_{98\%} = [5 (R_G + R_S)] / 2 \pi L_S$ .

### Задача 3.2

Добавянето на магнитен материал повишава индуктивността на екрана и оттук се намалява честотата на среза на екрана.



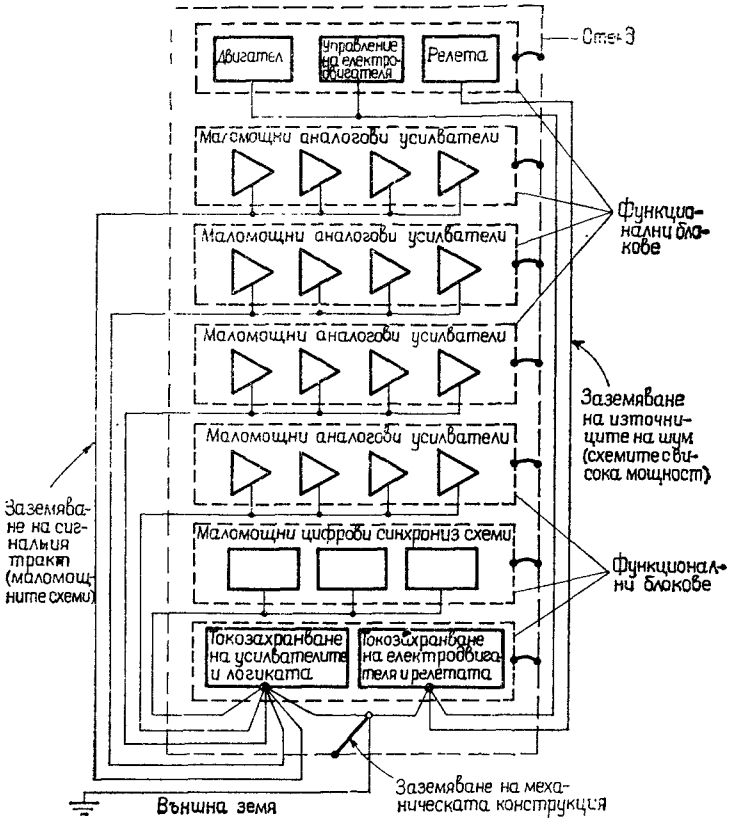
### Задача 3.3

За магнитна връзка еквивалентната схема е показана на фигурата.

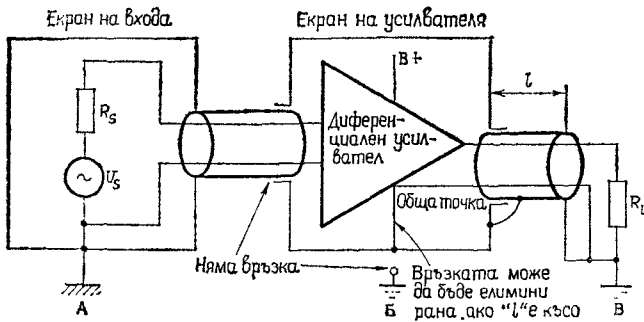
а.  $U_{IN} = U_N R_2 / (R_1 + R_2)$ .

б. Пълното напрежение ( $U_N$ ), прехвърлено по индуктивен път в схемата, не е функция от стойстта на резисторите  $R_1$  и  $R_2$ , обаче това напрежение се разпределя между съпротивленията  $R_1$  и  $R_2$ , пропорционално на техните относителни стойности.

### Задача 3.4



### Задача 3.5





Показанияят на фигурата начин на свързване има следните предимства:

- Входният екран е заземен в точката на източника.
- Входният екран е заземен само в една точка.
- Екранът на усилвателя е свързан към общата точка на усилвателя.
- Изходният екран е свързан към земята на товара.
- Изходният екран е заземен само в една точка.
- Защитата против шумовото напрежение при заземяване се получава чрез голям входен импеданс на усилвателя.

### Задача 3.6

- а. 90,4 Hz.
- б. 10,8 dB на 60 Hz.  
20 dB на 180 Hz.  
24 dB на 300 Hz.

### Задача 3.7

$$R_{IN} \geq 100 \text{ M}\Omega.$$

### Задача 3.8

- а.  $6,85 \times 10^{-8} \text{ V}$ .
- б.  $6,85 \times 10^{-7} \text{ V}$ .

### Задача 3.9

Въпрос а.

• Между  $L_1$  и  $L_3$  съществува максимална връзка, тъй като те са доближени близко една до друга и са разположени успоредно.

• Между входните и изходните проводници съществува голям капацитет.

• Заземителните проводници за входа и изхода са общи.

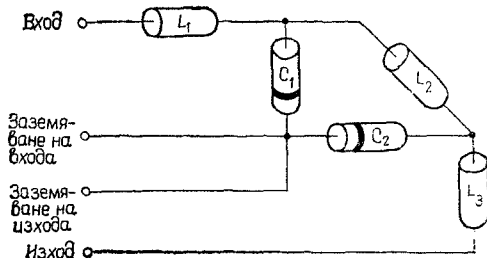
• Външното фолио (маркираният край) на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  не е заземено (Вж. фиг. 5.4).

• Случайният капацитет към  $L_2$  е повишен вследствие на проводника между  $L_1$  и  $C_1$  и проводника между  $L_3$  и  $C_2$ , които са разположени близко и успоредно на  $L_2$ .

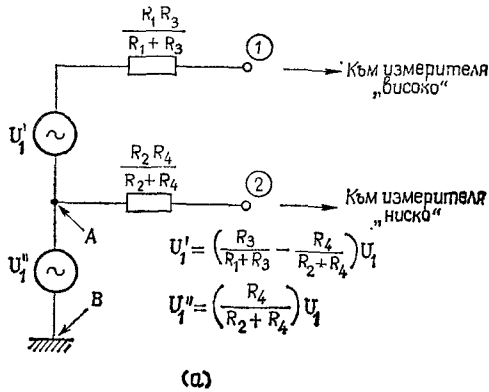
• Дългите проводници, свързващи  $L_1$  и  $C_1$ , повишават индуктивността, последователно свързана с  $C_1$ , при което честотата на собствения ѝ резонанс се намалява.

Въпрос б.

Вж. фигурата.



### Задача 3.10



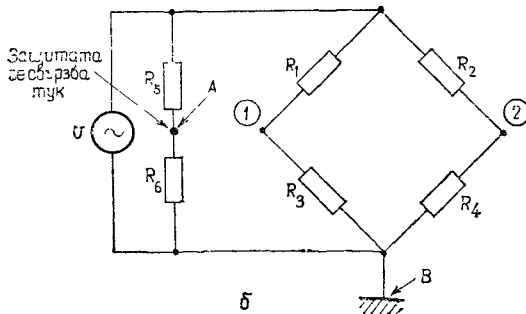
а.  $U_G$  и онази част от  $U_1$ , която се получава върху съпротивлението  $R_4$  ( $U_1''$ ).

б. Еквивалентната схема, към която е приложена теоремата на Тевенен, гледана откъм изводите 1 и 2, е показана на фигурата. Идеалното свързване на защитния екран е към точка А. Точка А обаче не съществува в реалната схема. Следователно възможни са две алтернативи:

1. Свързване на защитния екран към точка В.

2. По-добро решение, ако е необходимо, е да се създаде нова точка с потенциала на точка А и тогава защитният екран да се свърже към тази точка. Този начин на свързване е показан на долната фигура. Съпротивленията  $R_5$  и  $R_6$  трябва да удовлетворят следните условия:

$$\frac{R_6}{R_5 + R_6} = \frac{R_4}{R_4 + R_2} \quad \text{и} \quad R_5 + R_6 \ll R_4 + R_2.$$



### Задача 4.1

- а. 34,5 mV.  
б. 1,26  $\Omega$ .

### Задача 5.1

- а.  $\delta = 1,31 \times 10^{-4}$ ,  
 $f_r = 25$  MHz.

б. 
$$U_N = \frac{I_N}{2j\omega C [(j\omega)^2 + LC/2 + j\omega RC/2 + 1]}$$

- в.  $U_n = 43,8$  mV.

г. Ферит №1 се използва при токозахранваща верига между два проходни кондензатора.

д. При използване на ферит 1, който представлява съпротивление 75  $\Omega$  за честота 25 MHz.

$U_n = 0,14$  mV.

### Задача 5.2

21,2dB.

### Задача 5.3

За d = 0,64 mm

Честота (MHz)	Rac/Rdc
0,2	1,35
0,5	1,98
1	2,69
2	3,70
5	5,70
10	7,95
20	17,47

### Задача 5.4

- а.  $R_{dc} = 5,25 \times 10^3 \Omega$  за 3048 cm.  
б.  $R_{1MHz} = 0,317 \Omega$  за 3048 cm.

### Задача 6.1

Сребро  $|Z_s| = 3,6 \times 10^5 \Omega$ .

Месинг  $|Z_s| = 7,2 \times 10^5 \Omega$ .

Неръждаема стомана ( $Z_s$ ) =  $5,8 \times 10^3 \Omega$ .

### Задача 6.2

Честота (kHz)	Дълбочина на слоя (mm)	Загуби на поглъщане (dB)
0,1	12,95	1,1
1,0	4,1	3,3
10	1,27	10,6
100	0,51	33,4

### Задача 6.3

При използване на диамагнитни материали се изисква дебелина на екрана от 300  $\mu\text{m}$  или повече; това е непрактично и неикономично.

Обаче при използване на стомана екранът ще бъде дебел 3  $\mu\text{m}$  — това е много по-логично. Може да бъде също така използван и материал с висока магнитна проникваемост, както мюметал — в този случай дебелината на стената на екрана ще бъде по-малка и от 3  $\mu\text{m}$ , което се изисква при употреба на стомана.

### Задача 6.4

- a. 138 dB
- b. 138 dB.

### Задача 6.5

24dB

### Задача 6.6

133 dB

### Задача 6.7

134 dB

### Задача 6.8

По-голяма от 313 MHz.

### Задача 6.9

Дебелина ( $\mu\text{m}$ )	Загуби на поглъщане (dB)
0,51	2,11
1,02	4,23
1,52	6,34

### Задача 6.10

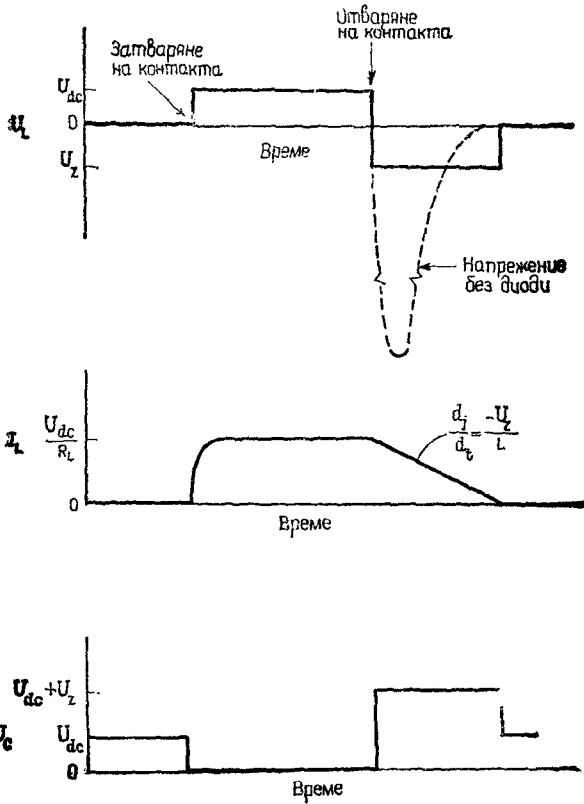
- Стоманени стени — добри загуби на поглъщане.
- Калаено покритие — повишаване загубите на отражение.
- Многослоен екран [калай — стомана — калай].
- Запоени шевове.
- Добър контакт на капака — чрез притискане.

### Задача 7.1

Резистор 270  $\Omega$  в серия с кондензатор 0,1  $\mu\text{F}$ , включени паралелно върху товара или върху контактите.

### Задача 7.2

Приблизителните форми на напрежението и тока са показани на фигурата.



**Задача 8.1**

- а.  $0,91 \times 10^6 \text{ V}$ .
- б.  $1,01 \times 10^6 \text{ V}$ .

**Задача 8.2**

$8,33 \times 10^{-9} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$

**Задача 8.3**

- а.  $179 \text{ } \mu\text{V}$ .
- б.  $179 \text{ } \mu\text{V}$ .

**Задача 8.4**

$110 \times 10^9 \text{ V}$ .

**Задача 8.5**

$10 \times 10^{-9} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

**Задача 9.2**

- Биполярен:  $3,8 \times 10^{-8} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Полеви:  $7 \times 10^{-8} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$

Следователно биполярният транзистор има най-малкия еквивалентен входен шум на усилвателен елемент.

**Задача 9.3**

14,9 dB

**Задача 9.4**а.  $NF = 5,4$  dBб.  $NF = 4,0$  dB**Задача 9.5**

а. Преводно отношение на намотките — 100.

б.  $NF = 0,5$  dBв.  $NF = 27,9$  dBг.  $SN1 = 556$ .

б. Присъщата на честотната модулация шумоустойчивост позволява работа при по-ниско отношение сигнал/шум и 75-омовата предавателна линия има по-малък топлинен шум, отколкото 300-омовата система. Също така по-малката широчина на лентата определя по-нисък шум в системата.

**Задача 9.7**

3 dB.

**Задача 9.9** $NF = 6$  dB.**Задача 9.8**а.  $F = 1,11$ ;  $R_S = 26500 \Omega$ .б.  $F = 1,25$ ;  $R_S = 572 \Omega$ .

# МЕТОДИ ЗА НАМАЛЯВАНЕ НА ШУМОВЕТЕ В ЕЛЕКТРОННИТЕ СИСТЕМИ

Автор Х е н р и О т  
Преводач инж. С т е ф а н В а с и л е в С т е ф а н о в  
Американска

П ъ р в о б ъ л г а р с к о и з д а н и е

Научен редактор инж. Е м и л И в а н о в Ц а н о в  
Художни С т е ф к а Б р а ц и к л и й с к а  
Художник-редактор Г е о р г и Г а д е л е в  
Технически редактори М и м и Г е о р г и е в а и В е р а Г р и г о р о в а  
Редактор С т а н к а Л и п е в а

Код 03—9533121311 Изд. №11583  
3172—12—79

Дадена за набор на 6.11.1978 г.  
Подписана за печат на 26.VI.1979 г.  
Излязла от печат на 30.VI.1979 г.  
Формат 60/90/16

Печатни коли 18,25 Издателски коли 18,25  
Цена 2,50 лв.

Държавно издателство „Техника“, бул. „Руски“ 6—София  
Държавна печатница „В. Александров“ — Враца, дор. №3