

УВОД

С развитието на електротехниката и по-точно на електрониката са разработвани нискочестотни усилватели на мощност първоначално на базата на вакуумни радиолампи [1] с 3, 4 и 5 електрода и отоплителна намотка за електронна емисия от катода към анода. Големината на анодния ток се е управлявала от напрежението на управляващ електрод (решетка) и така се е получавало усилвателно действие. При това размерите на радиолампите са били много по-големи, както и разсейваните мощности. Коефициентът на полезно действие е бил сравнително нисък. Поради големите стойности на анодните напрежения (над 100V до 300-400V) и сравнително малките стойности на анодния ток (10mA до 100-200mA) [2], се е налагало да се използва за съгласуване на товара (високоговорителя 4, 8 или 16 Ω) и лампата така нареченият "изходящ трансформатор". Това допълнително създавало неудобство поради големите му размери и тегло (маса), включително съпътстващите проблеми за равномерното усилване на сигнала в целия честотен диапазон. Така например ниските честоти трудно са били постигнати под 80Hz, а високите честоти трудно са надхвърляли 10-12kHz. [3]

Следващият период с използването на полупроводниковите германиеви и след това силициеви транзистори се характеризира с рязкото намаляване на размерите на усилвателите, повишаване на коефициента на полезно действие и разширяване на честотния диапазон от 20 - 30Hz до 15 - 20kHz при отпадането на "изходящия трансформатор", защото са се използвали рационално удобните параметри на транзисторите – ниски напрежения на колектора при голям колекторен ток, чрез което се е получавало директно съгласуване с товара (високоговорителя). При това са били постигнати изключително високи качествени показатели. Така например при мощност 80W, честотната лента от 20Hz до 20kHz, са постигнати нелинейни изкривявания 0,002 % (практически неуловими от ухото на човека) [4]. Стремещът към висококачествено музикално възпроизвеждане е довел до масовизиране на така наречената Hi-Fi техника, където задължително мощността е над 50W, честотна лента 20Hz - 20kHz, а коефициентът на нелинейни изкривявания е под 1% при максимална мощност. При това Hi-Fi техниката се характеризира с добавянето на "екстри" като многоканално тонрегулиране чрез "еквалайзери", сензорно регулиране и управление на звука, индикации на нивото на сигналите, шумоподтискащи електронни системи, честотно компенсирани специализирани предусилватели за различните видове източници (микрофони, грамофони, магнитофони и т.н.), стереосистеми, квадросистеми, активни филтри в предусилвателните стъпала, електронна защита в захранването и др. [5]

Съвременната нискочестотна техника се изгражда изключително на базата на

интегрални схеми [6], при които се постигат минимални размери, максимални мощности, минимални нелинейни изкривявания и много широка честотна лента, както и минимално съотношение на сигнала спрямо шума. При това коефициентът на полезно действие (на крайното стъпало) се доближава до 48 – 49%.

С използването на MOS крайни транзистори в интегралната схема (за режим клас “AB”) са постигнати големи мощности при малки нелинейни изкривявания. За домашни нужди практически мощността е до 50W и рядко до 100W. В затворена голяма или средноголяма стая мощност над 50W е вредна за ухото на човека. Ако помещението е голямо може да се ползва мощност и до 100W. Съществуват и мощни усилватели до 1kW и повече за озвучаване на зали и открити площи. При тях се използва обикновено клас “D” при коефициент на полезно действие до 98 – 99 %.

Напоследък тенденцията е клас “D” да навлезе включително и за домашни нужди, което води до намаляване на “отоплителното” действие на усилвателя и с оглед постигане на минимални размери на усилвателя.

Във връзка с така описаната тенденция в развитието на нискочестотната усилвателна техника и с оглед на заданието на настоящата дипломна работа, авторът се е насочил към използването на интегрална схема с мощност около 50 -100W, с възможност за постигане и надвишаване изискванията на заданието, включително за разработване на универсален многоканален стерео усилвател.

Целта е да се изработи домашен усилвател с максимално използване на готови блокове, като за същинския усилвател (крайното стъпало) да се използва готова разработена платка, но корегирана по отношение на принципната схема, но корегирана по отношение на принципната схема с цел постигане на максимални качествени показатели. Да се изчисли мрежовия трансформатор съобразно мощността на усилвателя с цел да бъде произведен и доставен по поръчка за вграждане в кутията на усилвателя.

Първа Глава – Обзор и сравнителен анализ

Фирмите производители на мощни домашни Hi-Fi усилватели има собствени концепции как трябва да бъде изградено крайното стъпало на мощност, което е основно за аудио

усилвателя с оглед постигане на високи качествени показатели.

Въпреки, че е старомодно най-качествено се оказва ламповото противотактно стъпало в клас "А-В", обхванато с ООВ с линейна апроксимация на еквивалентната изходна характеристика на стъпало (двете пентодни лампи). Тези усилватели са най-скъпо струващи, с 1-2 порядъка по-скъпи от обикновените. При тях се получава динамика до 120dB и най-богато звучене на музиката, с всички "оцветяващи" обертонове, без затихване в целия диапазон на АЧХ до 200kHz.

Схемите с мощни биполярни транзистори [11] са възприети, например от "Motorola" и са изградени на базата на универсална принципна схема, като в таблици за проектиране след посочване на мощността и товарното съпротивление се определят елементите на схемата. Схемата съдържа 12 транзистора. Крайните транзистори са фирмено производство. Те имат защита в схемата чрез токоограничение, за което се използва паралелна ООВ по напрежение, взета от колектора с дефазирание. Обратната връзка въздейства директно върху динамичното товарно съпротивление (транзистор) на входното диференциално стъпало, както и върху генератора на ток на същото стъпало. Работния режим за клас "А-В" е стабилизирани чрез параметричен стабилизатор с ценови диоди, съвместно с ООВ по ток (от емитера). Параметрите на схемата са:

- чувствителност $U_{BX} = 1V_f$, при $R_{BX} = 10k\Omega$
- неравномерност $\pm 0,5dB$ на АЧХ в диапазона от 20Hz до 20kHz
- коефициент на нелинейни изкривявания при 1kHz $K = 0,002\%$
- интермодулационни изкривявания K_i

Сложността на схемата създава трудности за изработка и настройка на режимите.

В [13] е описан усилвателя "Амфитон" с мощност 50W и нелинейни изкривявания K

- изходна мощност 80W, при 4Ω товар

- нелинейни изкривявания $K \leq 0,002\%$ при 1kHz

В [5] е разгледана схема на фирмата “Yamaha”, в която се използват мощни V-FET транзистори. Формата на канала на тези транзистори е специално и дава възможност за добро топлоотдаване при голяма мощност като се осигурява голяма скорост на нарастване на плътността на тока вътре в напречното сечение на канала. Схемата практически представлява постояннотоков усилвател от входа до изхода включително, като липсват разделителни кондензатори по пътя на сигнала. Крайните транзистори са комплементарни, производство на “Yamaha”. Особеното е, че се използват високи стабилизирани двуполярни напрежение $\pm 56V$ и $\pm 85V$. Крайните транзистори работят в паралелни двойки, винаги в пентоден режим при голяма стабилност на схемата за преднапрежение (за режима “A-B”). Усилвателя работи с 100% отрицателна постояннотокова обратна връзка от изхода към диференциалното входно стъпало, с което се фиксира мощна (изкуствена нула) в изхода при липса на сигнал. ООБ по променлив ток са частично въведени. Постигнати са най-високи динамични качества и усилвателят не отстъпва на ламповите усилватели. Като се добави перфектното “меко” и безшумно звучене, както и практически липсващи нелинейни и интермодуляционни изкривявания, поради наличието на специално изработени безшумни полюви входни транзистори на “Yamaha”, работещи в “каскодна УНИБИП” схема, съместно с биполярни товарни транзистори, с голям коефициент на усилване и високо входно съпротивление. Схемата като цяло е много сложна, но дава идеи за реализация, например при подмяна на V-FET транзисторите с “POWER” D-MOS транзистори. Параметрите на усилвателя са:

- изходна мощност 70W при 4Ω товар, съответно 50W при 8Ω товар

- коефициент на нелинейни изкривявания (сумарен) K

- интермодуляционни изкривявания K_i

- равномерна честотна лента със спадане до ниво -3dB при 100kHz (0-100kHz)

- чувствителност $U_{Bxf} = 0,775V$

- фазови изкривявания $\leq |\varphi|$

- динамика $D > 115\text{dB}$, при съотношение сигнал/шум 70dB

Тези параметри са постигнати при “висока цена” (много сложна схема, трудно достъпни елементи и много сложна настройка).

По-скромни качества притежават широко използваните домашни Hi-Fi системи, където се използват специализирани интегрални схеми (усилватели на мощност) с малко на брой външни елементи. Разгледани са схеми [15], включително и “мостови”, при които товарът е свързан директно между изходите на две еднакви противотактно работещи интегрални схеми. Разгледани са интересни икономични схеми, при които се използват съвместно биполярни мощни крайни транзистори работещи в режим клас “B”, но с шунтирани преходи база-емитер чрез нискоомно съпротивление. Управляващи драйвери за тях се явяват мощните интегрални усилватели, чиито товар са паралелно свързаните “бази” на изходните транзистори. Работата на схемата се свежда до разпределяне на малките и големите мощности в товара съответно от интегралната схема и крайните биполярни транзистори. Малките нелинейни изкривявания (под 0,5%), постигнати от схемата се дължат на променливо токовата ООВ от изхода към отрицателния вход на диференциалното входно стъпало на интегралната схема. Икономичността на схемата се състои в “нулевата” консумация на мощните крайни транзистори при липса на сигнал, а самата консумация на стъпалото е обусловена само от тази на интегралната схема (работи в режим А-В, ток под 10mA).

В [14] също има различни принципни схеми за мощни усилватели, в които за драйвери се използват операционни усилватели, а крайните транзистори са биполярни работещи в клас “B”.

Разгледани са схеми на фирми, възприели концепцията за използване на икономични висококачествени усилватели работещи в режим клас “D” [18], при които се постигат големи мощности при КПД $\approx 98-99\%$ при нелинейни изкривявания

$K=0,5-1\%$. Фирмата “Zetex” използва носеща честота 150kHz (повече от 7 пъти над 20kHz), а фирмата IRF използва носеща честота 250kHz , като е разработила специален драйвер осигуряващ “мъртво” време 10nS за импулсите за превключване на крайните D-MOS транзистори (производство на IRF). По този начин се постига висока надеждност

на крайното стъпало и се предотвратява застъпване на “отпушено състояние” на крайните транзистори и се избягва опасността от протичането на ток на късо съединение в захранването. Този тип усилватели не осигуряват “меко” звучене и нелинейните им изкривявания не са достатъчно ниски.

В резултат на проучванията описани по-горе целта на разработката се свежда до две възможни насоки: “мостова” схема или стандартна схема. В първия случай може да се използват 2 интегрални схеми от типа TDA2050 (нелинейни изкривявания под 0,5% при 50W, мощност до 100W). Недостатък на мостовата схема е, че е необходим подбор на еднакви интегрални схеми, както и проблеми свързани с фазови изкривявания на противотакно работещите крайни усилватели. Предимство на схемата е защита от късо съединение и термична защита (вградени в чипа). При втория случай може да се използва интегрална схема от типа TDA7294, която е по-мощна от TDA2050. Тя може да осигури необходимата 50W мощност при минимални нелинейни изкривявания включително до 70 – 75W. При това тя може да се натоварва до 100 – 150W (много повече в сравнение с TDA2050). Необходимото захранващо напрежение за мощност 60 – 70W при 8 Ω товар е поне $\pm 35V$, а за товар 4 Ω е поне $\pm 27V$. С оглед възможностите за работа както с 4 Ω , така и с 8 Ω , е необходимо захранващото напрежение да бъде поне $\pm 35V$ (двуполлярно нестабилизирано) и с възможно по-малки пулсации (големи филтрови капацитети на кондензаторите след токоизправителя “Грец”).

Допуска се максимално захранващо напрежение до $\pm 45V^*$ (което може да се достигне при токови удари в захранващата мрежа). Приемаме захранващо напрежение $\pm 35V$ като оптимално и гарантиращо всички изисквания в заданието относно параметрите на усилвателя, включително и при понижено мрежово захранване (до -15%). Друго предимство на описаната интегрална схема TDA7294 в сравнение с TDA2050 е, че може да работи в режим “мълчание” (mute; без да се усилва подадения входен сигнал), както и в режим “покой с готовност за работа” (stand – by).

Усилвателят като цяло освен крайното стъпало на мощност съдържа и силово токозахранване. То обикновено е по двупътна изправителна схема “Грец”, монтирана на охладители. След изправянето се използват филтрови кондензатори с голям капацитет за изглаждане на захранването на крайното стъпало на мощност при пулсации до 10-15%. Силовото токозахранване, според различни фирмени концепции съдържа и съответни защити от късо съединение, термични защити, закъснение за включване на товара при първоначално пускане на захранването, защита на товара срещу протичане на постоянен ток в случай на пробив в някой от мощните транзистори в крайното стъпало на мощност.

По отношение на тонкоректорите (“тембъра”) и регулатора на “гръмкостта” съществува голямо разнообразие от пасивни и активни схеми, при които освен широко използваната схема “Баксанда” се използват трилентови модификации на тонкоректори за ниски, средни и високи честоти, както и многоканални активни филтри (еквалайзери). Съществуват специализирани интегрални схеми, например TDA1524a, при която всички регулировки, включително за стереобаланса са външно изведени извън пътя на сигнала, чрез използване на линейни потенциометри. Чрез тях се регулира коефициента на усилване на съответните стъпала в интегралната схема. В резултат не се получава “пукане” по време на аудио регулиране.

Обикновено блока на предусилвателя служи за усилване на слаби входни сигнали, но предназначението му е също да преодолее затихването в пасивните тонкоректори (ако ги има в схемата), при което да се осигури достатъчно висока амплитуда на входното напрежение за крайното стъпало на мощност. Този блок е важен, защото от него зависи “шума” на усилвателя и чрез него се осигурява “съгласуване” на усилвателя с различни източници на сигнали: магнитофонни глави, грамофонни дози, различни типове микрофони, тунери и т.н., при съответни специални честотни корекции. Използват се обикновено транзисторни схеми с безшумни входни транзистори с усилване до 0,5dB или “нискошумящи” интегрални схеми. Компромисно за цялата схема на усилвателя е да се използва един универсален предусилвател, съвместно с 5-канален еквалайзер, чрез използване на специализирани интегрални схеми.

В резултат на проучванията по-горе в разработката е прието да се използват висококачествени интегрални схеми за предусилвател, тонкоректор и крайно стъпало на мощност, както и защитна схема.

Втора Глава – Блокова схема и изисквания

Функционалните и електрически изисквания са:

- разработка на стерео усилвател, който ще се ползва в ограничен режим на натоварване с цел постигане на минимални нелинейни изкривявания. Така например усилвател за 100W има нелинейни изкривявания около 10% при 100W и около 0,1% за 50W мощност

- използване на не 2 отделни усилвателя (както при обикновен стерео усилвател), а 4 отделни усилвателя. Левият канал се формира от един усилвател с широка честотна лента и един специален басов усилвател (суббуфер). Същото е и за десния канал.

- двата басови усилвателя да могат да се пускат и като широколентови с оглед възможност за квадросвучене (при 4 отделни входни сигнала).

- постигане на мощност 50W, включително при 8 Ω на високоговорителя за всеки усилвател и мощност около 70 – 80W, при 4 Ω . Предвидено е, че би могло краткотрайно мощността на отделен канал да достигне и да надхвърли 100W, което трябва да се приеме като допустимо в реална експлоатация. Приема се, че средното натоварване на нискочестотен усилвател за музикални цели е до около 30% [7] от максималното ефективно натоварване. Или при общо 4 канала по 70 – 80W средното натоварване е около 80 – 90W. Като се отчете, че коефициентът на полезно действие е около 50%, се получава захранваща мощност 170 – 180W. При това е необходим резерв захранваща мощност за поемане на пикови натоварвания, на поне един от четирите усилвателя, което означава допълнително около 160 – 170W. Така сумарната захранваща мощност достига 340W. Пълната мощност при това е около 400VA (при $\cos \varphi \approx 0,93 - 0,94$ и $\eta \approx 0,94 - 0,95$) за понижаващия мрежов трансформатор, необходим за захранването на четирите усилвателя.

- използване на сравнително голям филтров капацитет след изправяне чрез схема “Грец”, при което с цел ограничаване на първоначалния пусков ток ще се използва електронна максималнотокова защита.

- използване на “среднотокова” (бавна) защита с цел нормално натоварване на захранващия мрежов трансформатор до 100%, включително до 110% за няколко секунди (краткотрайно).

- “допълнителна”* термична защита за всеки един от усилвателите и мрежовия трансформатор.

- използване на стерео еквалайзери и активни суббуферни филтри и ръчнопревключване и регулиране на сигналите (без сензори)

- използването на входове с високо ниво на сигнала за директно усилване без предусилвател и входове за ниско ниво на сигнала с използване на предусилвател.

- не се предвиждат отделни входове за сигнали от грамофон, магнитофон, микрофон и т.н. Предвижда се, че усилвателят ще работи съвместно с компютър (от звукова карта) или радио УКВ – тунер.

- вграждане на усилвателя в метална кутия с вентилаторно охлаждане, което да се включва при превишаване на вътрешната температура

- използване на готови блокове (печатни платки с елементи) при минимално допълнително коригиране в схемата, както и с цел използване на различните видове защиты. Това се отнася за крайните стъпала с мощна интегрална схема, еквайзера, предусилвателя, индикацията за мощност. За защитата на усилвателя ще се ползват специализирани нестандартни схемни решения на печатни платки.

* интегралните схеми обикновено имат вградена термична защита

- наличие на светодиодна индикация за захранването, претоварването на усилвателя при повишени нелинейни изкривявания и за аварийно автоматично изключване от защитата.

- възможност за ръчно превключване на захранването за “икономичен” (нормален) режим и за “форсиран” (претоварващ) режим на захранването на усилвателя

Блокова схема

Предназначението на отделните блокове и връзките помежду им е описано подробно

по-нататък в разработката.

Блоковете са както следва:

1. Вход ниско ниво – вход за сигнал, който има нужда да премине през предусилвателния блок, за да може да бъде усилен от крайното стъпало
2. Вход високо ниво – вход за достатъчно силен сигнал, готов за директно усиляване от крайното стъпало
3. Предусилвател – служи за усиляване на ниските сигнали
4. Еквалайзер с 5 канален активен филтър с възможност за работа като суббуфер – служи за регулиране на отделните честоти на сигнала
5. Крайно стъпало усилвател на мощност – основния блок, който усилява сигналите от входа
6. Изход за тонколони – изведени клеми на кутията на трансформатора за включване на тонколони
7. Захранващ мрежов щепсел
8. Максималнонапрежена мрежова защита
9. Мрежов трансформатор
10. Изправител “Грец”
11. Максималнотокови и среднотокови защиты
12. Максималнонапрежена защита “50V”
13. Захранващ изход $\pm 35V$
14. Маломощен стабилизирани токоизправител с мрежово токозахранване и термична защита
15. Филтрови кондензатори
16. Светодиодна индикация – светодиоди, разположени на лицевия панел, които дават информация за работата на захранващите блокове и работата на защитните блокове
17. Принудителна вентилация

Трета Глава – Описание на блоковете

Блоковете на усилвателя съдържат резистори, кондензатори (неелектролитни и електролитни), биполярни транзистори, мощни MOS транзистори, интегрални схеми.

Мрежов трансформатор (блок 9):

Приемаме, че мрежовото захранване на мрежата не е 220V, а 230V ($=U_1$; с оглед на близкоразположен трафопост).

Особеност на режима на натоварване на мрежовия трансформатор е, че е предвидена термична защита, която гарантира ограничаване на топлинното нагряване на намотката до 100 C° (при максимално допустимо $+120\text{ C}^\circ$) като се приеме максимална околна температура до $+50\text{ C}^\circ$ (прегряването е разликата $100 - 50 = 50\text{ C}^\circ$)

Друга особеност е, че е предвидена токова защита в усилвателя, която ограничава краткотрайно претоварването на вторичната намотка до 15 – 20 % над номиналния ток, което е допустимо [9].

Трансформаторът е включен към токоизправителна схема. Използвана е “икономична” изправителна мостова схема “Грец” с активно капацитивен товар, което изисква използването на общ среден извод между две отделни вторични намотки. Двете отделни вторични намотки са свързани в общ среден извод с “нулев” потенциал и чрез паралелно свързваните филтрови кондензатори на изхода на изправителя се променя натоварването на трансформатора от чисто активно на активно-капацитивно.

Изправител “Грец” (блок 10):

Схемата на токоизправителя, който е свързан към мрежовия трансформатор общо е представена на фиг. 6

Ключът S1 е двупозиционен превключвател с параметри $15\text{A}\sim / 250\text{V}\sim$.

Според [12] схемата на мостов изправител “Грец” за включване към вторична намотка със среден извод работи нормално при еднакво натоварване на “+” веригата и “-“ веригата

Филтрови кондензатори (блок 15):

За по-добрата работа на интегралната схема TDA7294 и с оглед постигането на максимални мощности в товара при минимални нелинейни изкривявания се избират големи стойности на филтровите кондензатори C_1 и C_2 , което намалява взаимното влияние на отделните канали помежду им. Също така за намаляването на индуктивността на кондензаторите (за работа при високи честоти на товара) се избира паралелно включване на много на брой кондензатори.

$$C_1 = C_2 = 12 \times 2200 \times 10^{-6} = 26400 \mu\text{F}$$

$$C_{\text{екв}} = C_1 / 2 = C_2 / 2 = 13200 \mu\text{F}$$

Средно на 1 канал с TDA7294 се използват по 2 “тройки” кондензатори ($2 \times 6600 \mu\text{F}$), което гарантира изискването на фирмата производител за стойности $2 \times 1000 \mu\text{F}$, за да не настъпи самовъзбуждане. Също се гарантира малкото капацитивно съпротивление на кондензаторите, през които тече ток от тонколоните (най-неблагоприятен режим е работа с ниски честоти под 50Hz – $20\text{-}50\text{Hz}$), за които реактивното съпротивление е високо и съизмерно с омическото съпротивление на тонколоната $4 \div 8 \Omega$ и се губи част от полезната мощност за тонколоната. Това е онагледено на фигура 9, където е показан момент на отпушено състояние на транзистор (усилвателен режим през положителната полувълна).

$$0 = U_{\text{тр}} + U_{\text{т}} + U_{\text{с}} \text{ (моментни стойности)}$$

$U_{\text{тр}}$ – напрежението на транзистора

$U_{\text{т}}$ – напрежението на тонколоната

U_c – напрежението на кондензатора

Максималнотокова и среднотокова защиты (блок 11)

Силовата част на блока е показан на фиг.11

$D_1 - D_4$ – мостов изправител “Грец”

$T_1 - T_3$ – 3 броя P-MOS транзистори

$T_4 - T_5$ – 2 броя N-MOS транзистори

$F_1 - F_3$ – предпазители за “+” веригата на захранването на филтровия кондензатор C_1

$F_4 - F_5$ – предпазители за “-” веригата на захранването на филтровия кондензатор C_2

Предвижда се паралелно включване на мощни MOS транзистори поотделно за “+” веригата и за “-” веригата. На фиг.11 е показано, че за “+” веригата има 3 броя транзистори, а за “-” 2 броя транзистори (неравен брой). Това се получава поради по-малката мощност на P-MOS транзисторите в сравнение с използваните N-MOS транзистори.

За изравняване на токовете на паралелно свързаните транзистори се използват предпазители в сорсовите вериги, които изпълняват 3 функции:

- 1) _____ предпазват от токове на късо съединение

- 2) _____ използват се за управление на максималнотоковата и среднотоковата защита (играят ролята на шунтови съпротивления)

- 3) _____ чрез начина на включване се получава автоматично отрицателна обратна връзка на ток към управляващите гейтови електроди на съответните транзистори (при по-силен ток се намалява гейтовото напрежение и се ограничава дрейновият ток на съответния транзистор).

N-MOS транзисторите се избират от типа IRFP250N със следните по-важни технически параметри:

$I_{D(25^{\circ})} = 30A$ – постоянен дрейнов ток при $25C^{\circ}$ температура на кристала

$I_{D(100^{\circ})} = 21A$ – постоянен дрейнов ток при $100C^{\circ}$ температура на кристала

$I_{DM} = 120A$ – повтарящ се импулсен дрейнов ток

$P_{D(25^{\circ})} = 214W$ – максимална мощност на разсейване при $25C^{\circ}$ температура на кристала

$R_{DS(on)} = 0,075\Omega$ - съпротивление на канала дрейн – сорс. При отпушено състояние при работа в триоден режим (при ниско изходно съпротивление отчетено чрез изходната

характеристика)

$U_{DSS} = 200V$ – максимално напрежение дрейн – сорс

При $U_{GS} \geq 4,5V \rightarrow I_D > 1A$ (практически отпушено състояние)

При U_{GS}

* гейтовото напрежение на пълно запусване от температурата в много широки граници и е между 2 и 4V. Това е приемливо, защото е почти 2 пъти по-високо от максималното изправено напрежение

За P-MOS транзисторите се избират от типа IRF9540N със следните по-важни технически параметри:

$I_{D(25^\circ)} = -23A$ – постоянен дрейнов ток при $25C^\circ$ температура на кристала

$I_{D(100^\circ)} = -16A$ – постоянен дрейнов ток при $100C^\circ$ температура на кристала

$I_{DM} = 70A$ – повтарящ се импулсен дрейнов ток

$P_{D(25^\circ)} = 140W$ – максимална мощност на разсейване при $25C^\circ$ температура на кристала

$R_{DS(on)} = 0,117\Omega$ - съпротивление на канала дрейн – сорс. При отпушено състояние при работа в триоден режим (при ниско изходно съпротивление отчетено чрез изходната характеристика)

$U_{DSS} = -100V$ – максимално напрежение дрейн – сорс

При $U_{GS} \leq -4 \div -4,5V \rightarrow I_D > -1A$ (практически отпушено състояние)

При $U_{GS} > -4 \div -4,5V$ практически транзисторът е запушен (с оглед работата на защитата – блок 11)

* гейтовото напрежение на пълно запушване от температурата в много широки граници и е между -2 и -4V. Това е приемливо, защото е почти 2 пъти по-високо от максималното изправено напрежение

Приема се, че ограничаването на максималния ток на изхода на токоизправителя към филтровите кондензатори C_1 и C_2 е при превишаване на 15-20A и при максимално бързодействие на управляващата схема.

Приема се, че ограничаването на среднотоковата защита на изхода на токоизправителя към филтровите кондензатори C_1 и C_2 е при превишаване на 6A и при бавно действие 2-3 секунди.

Максималнотоковата и среднотоковата защита (блок 11) е на базата на две отделни, принципноеднакви схеми, за “+” (PMOS транзисторите) и за “-“ (NMOS транзисторите).

Силовите мощни транзистори служат за ограничаване на консумирания среден изправен ток и също за ограничаване на пусковите токове при зареждане на големите капацитети на филтровите кондензатори, както и за защита при възникване на къси съединения и за защита от едновременни “пикови” натоварвания общо за усилвателните канали.

Максималнотоковата защита е с бързо действие, като за целта са използвани транзистори, а не компаратори, които са сравнително бавнодействащи.

Принципната схема на максималнотоковата защита за N-MOS транзисторите T4 и T5 * е показана на фиг. 12.

Поради особеността, че не се използват чувствителни компаратори, а транзистори, са добавени допълнителни съпротивления във веригите на шунтовете (предпазителите) така, че да се получи ниво на спад на напрежение в шунта до 0,6V, при което транзисторите се отпушват напълно.

За захранване на транзисторите се използва напрежението между “маса” (нулев потенциал) и изхода “–” на токозиправителната схема “Грец”. Общият ток на N-MOS транзисторите се разпределя еднакво за двата поотделно, което е предвидено при оразмеряването на шунтовите вериги. Сигналът от шунта R15-R16 (F4), с общо съпротивление 0,035Ω, се подава на транзистора T9 в емитера (той работи в схема “ОБ”), постояннотоковият режим на който е фиксиран при голяма температурна стабилност по схема “токово огледало” [12]. Принципът на действие на “токовото огледало” се състои в това, че преходът БЕ на транзистора T9 е свързан към делител на напрежение, съставен от резистора R6 и общото съпротивление на транзистора T8 и резисторната група R7-R8, при което се получава еднаква температурна зависимост на спада на напрежение в прехода БЕ на транзистора T9 и транзистора T8. Транзисторът T8 работи в ненаситен режим (активен режим) винаги, защото напрежението на насищане БЕ винаги е по-голямо от напрежението на насищане КЕ

($U_{be\ sat} > U_{ce\ sat}$), и така се получава, че транзисторът T8 винаги е в усилвателен режим (ненаситен, в пентоден режим). Ако се приеме, че токът в делителя е сравнително стабилен по отношение на температурата, то потенциалът на емитера на транзистора T8 е фиксиран (практически настроен около 0,6V, каквото е нивото на настройката на защитата). Приема се, че потенциалът на емитера на транзистора T9 е същият, защото поради наличието на съпротивления в емитерната му верига и при положение, че транзисторът T9 е нормално ненаситен, той работи като емитерен повторител. За да се поясни по-добре схемата се използва опростена принципна схема, показана на фиг. 13

I_D – ток на във веригата на делителя на напрежение

– двата транзистора са с еднакво усилване h_{21oe} ($\beta = 585$)

$$I_{B8} = I_{B9} = I_B \text{ (еднакви транзистори)}$$

$$I_{C8} \approx I_{C9} = I_C = \beta \times I_B$$

(почти са равни, като разликата се дължи на наклона на изходната характеристика на транзисторите, защото колекторният ток зависи от колекторното напрежение – изходното напрежение)

$$I_D = \beta \times I_B + 2 \times I_B = I_B \times (\beta + 2) \Rightarrow I_B = I_D / (\beta + 2)$$

Като се вземе предвид, че $I_C = \beta \times I_B$, следва че

$$I_C = \beta \times I_D / (\beta + 2) \approx I_D (\beta \approx \beta + 2)$$

Резултатът показва, че какъвто е токът в делителя, такъв е колекторният ток на транзистора T9 и практически не зависи от параметрите на транзисторите, стига да са еднакви.

Реалната схема с “токово огледало” е по-сложна, като транзисторът T9 работи с 2-3 пъти по-малък колекторен ток от този на транзистора T8. Това се получава поради свързаното съпротивление R10 към емитера на транзистора T9, чрез което се намалява напрежението U_{BE} на транзистора T9 в сравнение с напрежението U_{BE} на транзистора T8. Известна температурна нестабилност се получава поради използването на два отделни транзистора (които не са в общ корпус), както и поради температурния коефициент на ценовия диод D9. Съществува и нестабилност не само по отношение на температурата, но и при изменение на мрежовото захранващо напрежение, но тя е пренебрежимо малка (диференциалното съпротивление на ценовия диод не е нула).

Схемата е експериментирана в лабораторни условия, като в затворена кутия с вградена принудителна вентилация за имитиране на еднаква температура навсякъде, чрез нагревател е изменена температурата от $+10\text{C}^\circ$ до $+60\text{C}^\circ$, при което се е получило изменение на колекторното напрежение на транзистора T9 около 1V, като същевременно ценеровото напрежение е имало изменение около 0,2V. На фиг. 14 е заснет режимът в пълната схема (не в опростената), като в шунтовата верига е подадено напрежение 0,550V от външен източник

Транзисторното стъпало T8-T9 се оказва в голяма степен чувствително и температурно нестабилно при употреба на температурно зависими резистори. Експериментално е установено, че нестабилност внася резисторът R6 във веригата на делителя, което е наложило използване на металослоен резистор с малък температурен коефициент. Нестабилност в по-малка степен внася и резисторът R10 в емитерната верига на транзистора T9.

Проведен е експеримент, показан на фиг. 15, при 20C° околна температура относно влиянието на входното шунтово напрежение спрямо колекторното напрежение на транзистора T9.

Резултатът от експериментите показва, че схемата на “токово огледало” управлява стабилно транзистора T10, управляващ гейтовото напрежение на MOS транзистора T4, като практически 4-5mV изменение на напрежението върху шунтовите резистори R15-R16 в областа на настройката (определена от резисторите R7-R8) “превключват” гейтовото напрежение от 5,5V до 4,0V. Ако се подаде разлика над 10mV гейтовото напрежение намалява до 3,5V и остава такова независимо от

по-нататъшното увеличение на входното шунтово напрежение (фиг. 16)

Схемата на защитата действа така, че при достигане момент, при който започне да се запущва един от двата MOS транзистори T4 или T5 общият дрейнов ток се пренасочва към другия MOS транзистор, чиято защита също се “активира”, така че токовете, протичащи през двата, във всеки момент са почти еднакви.

Особеност в схемата е, че при пълно отпушване на транзистора T9 потенциалът на

базата на транзистора T10 става по-нисък от този на емитера, но обратното напрежение U_{BE} остава по-ниско от $5V(U_{EB(br)})$ и транзисторът T10 не се поврежда.

Друга важна особеност на схемата е, че режимът на захранване на схемата чрез подбора на ценовия диод D9 и режимът на захранването на гейтовия електрод е такъв, че дори да дефектира някое от транзисторните стъпала в управлението, то винаги остава да действа отрицателна обратна връзка по ток чрез шунтовото напрежение, при което не се надминава максималния допустим дрейнов ток за околна температура до $60C^{\circ}$, като се ограничава автоматично напрежението U_{GS} . Например, ако шунтовото напрежение достигне “опасна” стойност $0,7V$ ($20A$ дрейнов ток), то напрежението U

U_{GS}
става $5,3V$, което съответства на стойност на дрейновия ток под $20A$ (това се вижда от характеристиката I

D
 $= f(U$

$GS)$
на MOS транзистора). Предимството е, че ако отпадне захранването на управляващата схема, автоматично се запушват MOS транзисторите.

Схемата на стъпалото, реализирано с транзистора T10, е известна като схема “звезда”, която е съчетание на схемите ОК, ОБ и ОЕ, чрез включването на съизмерими големи стойности на резисторните съпротивления в базисната, колекторната и емитерната вериги, но е с много голямо променливотоково бързодействие, подобно на бързодействието при схема ОБ. Или стъпалата с транзисторите T9 и T10 са с голямо бързодействие, което е необходимо за “изключването” на MOS транзистора T4. Диодът D24 е мощен, бързодействащ и служи да ограничи входното управляващо напрежение в случай, че изгори предпазителят F5 (R16). В противен случай в интервала на “изключване” на MOS транзистора може да се подаде обратно напрежение $U_{BE} > 5V$ (за транзистора T9), при което той ще дефектира.

В схемата не са използвани променливи съпротивления “тримери” с цел постигане на по-голяма надеждност на схемата. Необходимите режими на напреженията на управляващите транзистори T8, T9 и T10 са фиксирани след експериментиране чрез набор на съпротивленията и комбинации от съпротивления, включително при температурни изменения в диапазона $+10C^{\circ}$ до $+60C^{\circ}$, свързано с описания по-напред лабораторен експеримент.

Чрез електролитния кондензатор C1 се постига “закъснение” при включването на захранващото мрежово напрежение относно захранването на управляващата схема и с цел ограничаване гейтовото напрежение в пусковия интервал до 50-100mS на MOS транзисторите, включително при дефектиране на управляващата схема. Този кондензатор, както и кондензаторът C3 филтрират допълнително захранващото напрежение на управляващата схема в широк честотен обхват (включително от работата на усилвателните канали – това на токоизправителя). Електролитният кондензатор C5 служи за филтриране на напрежението преди MOS транзисторите, непосредствено след схемата “Грец” на токоизправителя.

Диодите D10, D11 и D15 са бързодействащи и служат да предпазят управляващата схема при дефектиране (прекъсване) в шунтовата верига на MOS транзисторите (ако и двата дефектират при изключително тежък аварийен режим), при което е възможно подаване на мощно високо напрежение с обратна полярност към входа на управляваната схема и също към нейния изход (колекторът на транзистора T10). Това обратно напрежение може да се получи поради наличието на обратни диоди, фабрично вградени в MOS транзисторите и при наличието на мощен високо честотен товар, свързано с резонансни явления (от усилвателя) по веригата на захранването през дрейновата верига, като се има предвид, че филтровите кондензатори остават заредени за известно време след изгарянето на шунтовите вериги и усилвателите продължават да работят в допълнителен кратък интервал от време. Също така е експериментирана токоизправителна схема без MOS транзистори, като е включвана и изключвана едната от двете вериги (“+” веригата) след изправителя под товар $I_o = 5A$, показано на фиг. 17

*S_A и S_B са бутонни бързодействащи превключватели с “преминаващо” краткотрайно включване.

Чрез включения волтметър са регистрирани при тази схема краткотрайни обратни напрежения до 5-6V върху кондензатора C1 (=4700μF) чрез комбинации на последователност на ръчно превключване с бутоните S_A и S_B. Чрез S_A е имитиран променлив товар, а чрез S

В

изгаряне на шунтова верига на PMOS транзисторите. Резултатът на този експеримент се обяснява така: при зареден кондензатор C2 и при прекъснат ключ S

В

, при включване на ключа S

А

се връща напрежение с обратна полярност, токово ограничено от товара R

Т

към кондензатора C1, показано на фиг. 18

$$\Delta U_{\text{обр}} \approx I_{\text{обр}} \times \Delta t_{\text{вкл}} / C1$$

* Ако се задържи по-дълго време включена веригата на обратен ток може да дефектира кондензатора C1, защото е електролитен (протичат необратими химически процеси).

Наклонът на нарастване на обратното напрежение зависи от времеконстантата, определена от филтровите кондензатори и товарното съпротивление, като кондензаторът C1 работи в ненормален режим (обратно) като същевременно преминава в режим на “пробив” на електролитната изолация.

В резултат на проучване от различни източници и главно от [7] и [12], където максималнотокова защита на мощен транзистор, работещ в схема ОК с нискоомен товар в емитера се изгражда на база на шунт с отрицателна обратна връзка във веригата на товара и в комбинация с наличието на “мощност” върху транзистора (при по-голямо напрежение U_{CE}) бе реализирана максималнотокова нелинейна защита, ограничаваща не само тока, но и комбинирано с отчитане на мощността върху MOS транзистора на базата на възела, изграден от ценеровия диод D17, диода D12, шотки диодите D13, D14 и резисторите R20, R11 и R14. В опростен вариант тази част на схемата е показана на фиг. 20

При нормален режим на ценеровият диод D17 не пропуска ток, защото напрежението U

$$U_{DS} > U$$

$D(25\text{ }^\circ\text{C})$

(=214W) и много бързо транзисторът T4 ще дефектира. Затова е въведена информационна верига D17 – D20 – R11 паралелно на транзистора T4, така че се получава делител на напрежение като спада на напрежение R11 от едновременно протичащия емитерен ток на транзистора T9 и тока през делителя се сумира с напрежението върху шунтовата верига R15-R16 и се получава комплексно управляващо входно напрежение за управляващата схема. То отчита не само тока през транзистора, но и напрежението върху него. При това се постига ефективно действие при пускане на мрежовото захранване, когато електролитните филтрови кондензатори не са зарядени и напрежението U

DS

е максимално високо. В такъв режим ценеровият диод практически не влияе, защото спада на напрежение върху него е U

Z

□ 5,6V 16A – токът на настройка) и при гейтово напрежение до 5,6V (до което е оразмерена и отрицателната обратна връзка по ток посочена по-напред. По такъв начин е предвидено “пулсациите” (до 5V) на напрежението U

DS

в нормален режим на работа, дължащи се на променливото натоварване на усилвателните канали да не въвеждат в действие нелинейната информационна верига, за да не се промени тока на задействане на защитата. (нормалните пулсации в захранването са около 1-2V, като при максимални краткотрайни натоварвания са по-малки от 5V и не оказват никакво влияние).

Дотук беше разгледано действието на част от схемата за един от двата NMOS транзистори (Т4). Същата е останалата част от схемата и действието и за транзистора Т5. За да не се влияят помежду им информационните нелинейни делители са въведени

диодите D12 и D20.

Максималнотокова защита (блок 11) за PMOS транзисторите Т1 – Т3

Принципната схема за PMOS транзисторите е почти същата, както за NMOS описана по-напред и е показана на фиг. 21, но разликата се състои главно в това, че са използвани р – п – р транзистори в схемата за управление и също се управляват не 2, а 3 мощни MOS транзистори. Има разлика в захранващото напрежение $U_z = 7,6V$ (при 20С° на ценеровия диод D25), съобразено с параметрите на PMOS транзисторите, както и по отношение режима на напреженията на р – п – р транзисторите. Съществена разлика по отношение на оразмеряването на режима на “токовото огледало” е, че емитерно свързаният резистор R42 е почти с 2 пъти по-малко съпротивление 5,6kΩ от аналогичния му резистор R10 (10kΩ), като се има предвид, че токът през делителя

R38 – Т14 – R39 – R40 е с почти 20% по-голям. Това се дължи на разликата във входните характеристики $I_B = f(U_{BE})$ на р – п – р транзисторите и п – р – п транзисторите, както и режима на по-голям клеткорен ток на транзистора Т15 в сравнение с този на транзистора Т9. Във връзка с изясняване на причините за тази

голяма разлика бе проведен експеримент чрез схемата на фиг. 22

Резултатите от експеримента показват, че при незначително променяне на съпротивлението на тример – потенциометъра R_E на стойността около $5,6k\Omega$ се получава много рязко променяне на режима на “токовото огледало”, като същевременно спада на напрежение върху емитерно свързаното съпротивление U

R_E
е много малък ($10-15mV$). При това колекторното напрежение се променя рязко (транзисторът T15 рязко си променя режима от отпушено в запушено състояние). Друга съществена разлика е, че са използвани предпазители вместо за $5A$ за $3,15A$ и са използвани допълнително резистори $0,015\Omega$ вместо $0,018\Omega^*$, така че да се получи общо шунтово съпротивление $0,045\Omega$, което определя ток на настройка на защитата при $I_D = 13A$ (транзисторите IRF9540N са по-малко мощни в сравнение с IRFP250N).

*тези съпротивления са специално изработени от стоманена лента, като имат мерки: $1/10$ мм дебелина, ширина 2мм, тънко калайдисана от 2те страни с цел запояване)

Среднотокова защита (блок 11) за NMOS транзисторите T4-T5

Тя е неразделна част от схемата за управление описана за максималнотоковата защита. Тя е бавнодействаща и реализирана на базата на компаратора LM393N (двоен), който се използва, както за MOS транзисторита T4, така и за MOS транзистора T5. Принципната схема на среднотоквата защита (блок 11) за NMOS транзисторите е показана на фиг. 23

*в един чип са вградени 2 интегрални схеми компаратори

** тримерпотенциометрите R88 и R92 са многооборотни и служат за настройка на защитата

*** В оптрона O1 са вградените светодиод D48 и фототранзистор T23

Захранването на схемата се взема от схемата на максималнотоковата защита паралелно на ценовия диод D9. Шунтовото напрежение в сорсовата верига на NMOS транзистора T4 се подава на отрицателния вход на компаратора IC1, положителният вход, на който е свързан към опорно напрежение (настройката на среднотоковата защита) чрез тример – потенциометъра R88 от делителя на напрежение R87-R88. Напрежението на настройката е филтрирано чрез кондензатора C7, напрежението на управляващия сигнал на отрицателния вход се филтрира с кондензатора C8 (времеконстантата е $\tau_{(-)} = R89 \times C8$). При ниско ниво на управляващото напрежение от шунтовата верига в сорса на MOS транзистора T4 (при малък среден изправен ток) изходното напрежение на компаратора е равно на колекторното напрежение на транзистора T10 от схемата на максималнотоковата защита, защото крайният транзистор на компаратора IC1 е запущен (крайният транзистор в компаратора LM393N е по схема отворен колектор – няма колекторен резистор, който да е вграден в чипа). Ако се надхвърли нивото на настройката (95mV), което съответства на среден ток 3A за един MOS транзистор (за 2 MOS транзистора е 6A), се превключва компаратора IC1 и на изхода му се установява почти нулево напрежение. В резултат се намалява колекторното напрежение на транзистора T10. Така се понижава гейтовото напрежение на мощния NMOS транзистор T4 и той се запущва, но със закъснение 1,3μS (каквото е закъснението на компаратора). При включване на захранващото напрежение към схемата потенциалът на отрицателния вход остава винаги по-нисък от този на положителния вход заради много по-голямата времеконстанта τ

-)
(=0,47S) в сравнение с времеконстантата τ

(+)
($\approx 2,5\mu S$). Аналогично е действието на компаратора (IC2) по отношение на NMOS транзистора T5, като неговият положителен вход е паралелно свързан с този на компаратора IC1 (двата компаратора са включени към един и същи източник на опорно напрежение). Така се изравняват мощностите, разсейвани от двата паралелно свързани NMOS транзистора T4 и T5 (напреженията им са еднакви и средните токове при тях са еднакви).

Особеност на схемата с компараторите е, че резисторите R86 и R90 са високоомни, с което се постига ограничено намаляване на напрежението в колекторите на транзисторите T10 и T13 до ниво около 4V, което е достатъчно за пълно запущване на NMOS транзисторите T4 и T5.

Към схемата на среднотоковата защита (блок 11) за NMOS е включен оптрона O1 паралелно на захранването на схемите за управление (двата вида защиты). Той е предназначен да окъсява тяхното захранване (6,3V; през токоограничаващите резистори R84 и R85). В режим на “окъсяване”, при отпушен транзистора (T23) на

оптрона O1, допълнително през диодите D49 и D50 едновременно се укасяват и гейтовите напрежения на двата NMOS транзистора T4 и T5, но с по-голяма скорост (окъсяването на захранващото напрежение е по-бавно, поради наличието на филтровите кондензатори C1, C3 и C10). Оптронът O1 се използва за “външно изключване” на NMOS транзисторите T4 и T5 от схемата за термична защита (блок 14)

Среднотоква защита (блок 11) за PMOS транзисторите T1-T3

Схема е показана на фиг. 24

Тя е неразделна част от схемата за управление, описана за максималнотоковата защита. Тя е бавнодействаща и реализирана на базата на компаратора LM339N (четворен) като 3 от компараторите IC3, IC4 и IC5 се използват за трите PMOS транзистори T1, T2 и T3, а четвъртият компаратор (IC6) се използва за светодиодна индикация (D58), (D59), (D60) при преминаване в режим на претоварване, включително при по-малък среден изправен ток от номиналния среден изправен ток ($I_0 = 4,86A$), за който е разработено токозахранването на усилвателя с мрежовия трансформатор. При това се приема за достатъчно да се следи претоварването само във веригата на захранването “+35 (40)V”, защото нормално токът, протичащ в тази верига, се приеме за равен на този, който протича във веригата “-35 (40V)”.

Принципната схема за среднотоква защита за P-MOS транзисторите T1-T3 е подобна на тази за N-MOS, но има някои разлики, произтичащи от усложненията, свързани с високото ниво на шунтовите напрежения и необходимостта от допълнителни фазоинверсни транзисторни стъпала в изходите на компараторите, във връзка с “обратната” полярност на схемата за управление на PMOS транзисторите чрез p – n – p транзистори. Както е посочено по-напред относно схемата за “максималнотокова защита за PMOS”, тук напрежението на захранване е 7,6V (по-високо от 6,3V, каквото е за NMOS схемата). Това осигурява по-голяма точност на работата на компараторите, като се има предвид, че тяхното опорно напрежение не е свързано директно към захранваща шина, недопустимо свързанет към “+” захранващо напрежение и с цел да се следи шунтовото управляващо напрежение е задължително използването на делител на напрежение за осигуряване на необходимото ниво, към което се сумира входният сигнал. Например за компаратора IC3 този делител е резисторната група R102 и общото съпротивление на R102, R103 и R104. Към напрежението в точката на делителя се сумира шунтовото напрежение в сорсовата верига на PMOS транзистора T1. Осигуреното ниво на изместване е около 2,2V спрямо “+” на захранващото напрежение 7,5V, при което входните транзистори на компараторите са в активен режим (имат

напрежение $U_{EB} > 0,4V$).

Четвъртият компаратор (IC6) получава управляващо напрежение през резисторите R105, R114 и R123 (по $1M\Omega$ всеки), докато филтровият кондензатор C16 на входа му е със същия капацитет ($470nF$), както на другите три компаратора. Еквивалентното съпротивление, свързано с кондензатора C16 е $333k\Omega$, при което времеконстантата на тази филтрова група е $\tau = R_{EKB} \times C16 = 333 \times 10^3 \times 470 \times 10^{-9} = 0,156S$ или тази времеконстанта е 3 пъти по-малко от времеконстантата на всеки един от филтрите към другите 3 компаратора. Така се осигуряват по-големи "пулсации" на информационното напрежение за средния изправен ток I

0

на токоизправителя, при което се осигурява изпреварващо включване на компаратора (IC6) преди някой от другите, при което действа светодиодната индикация (диодите (D61), (D62), (D63) (жълти)), изнесени на лицевия панел на усилвателя. Това е предвидено, за да се покаже визуално, че захранването на усилвателя е натоварено до максимум и има вероятност да се самоизключи автоматично, ако се натовари допълнително, след което усилвателят спира да работи.

Максималнонапреженова защита "50V" на изхода на изправителя +35 (40)V и

-35 (40)V (блок 12) е показан на фиг. 25

D5 – BZX55C 20PH

D6 - BZX55C 18PH

D7 - BZX55C 20PH

D8 - BZX55C 18PH

При превишаване на напрежението над 45V се отпушва съответния транзистор и шунтира съответната захранваща шина на изхода след максималнотоковата и среднотоковата защита (блок 11). При режим на “окъсяване” токът през транзисторите се ограничава до нивото на настройка на максималнотоковата защита (блок 11), който е така подбран, че се издържа от транзистора IRFP250N. Този режим на “окъсяване” е аварийен и много краткотраен и може да възникне при токов удар в мрежовото захранване и мощността на разсейване в транзистора IRFP250N за това кратко време води до незначително отделяне на топлина. Този режим на работа прилича на работата на транзистор в “ключов” режим по отношение времето на превключване, но разликата е, че остава високо напрежението U_{DS} (пентоден режим на включване).

Максималнонапрежена мрежова защита (блок 8)

Принципът на действие се състои в ограничаване на амплитудата на мрежовото захранващо напрежение, ако то превиши максимално допустимата стойност с +10% (242V) като е предвиден известен резерв на напрежение. Той е необходим, защото често при включване и изключване на мощни консуматори се получават токови удари предизвикващи преднапрежения над 242V. Те са в резултат на наличието на индуктивност в захранващата мрежа. Пренапрежения се получават и при включване и изключване на близкостоящия трафопост. За реализирането на тази защита са използвани мощни варистори, включени паралелно на първичната намотка на мрежовия трансформатор (блок 9). Самостоятелното включване на варистори без токоограничаване е недопустимо, защото при пробив на варистора (когато дефектира, при задействане на защитата) съпротивлението е почти 0Ω и може да протече ток на късо съединение в захранването. Вместо токоограничаващи резистори са използвани миниатюрни стопяеми предпазители. Те се използват същевременно и за предпазване на първичната намотка на мрежовия трансформатор (блок 9) от значително претоварване и ако възникне ток на късо съединение в някоя от вторичните му намотки, както и при пробив към екранната намотка. Пълната схема на захранването на мрежовия трансформатор и маломощния стабилизирани токоизправител с мрежово токозахранване и термична защита (блок 14) е показано на фиг. 26

При настъпване на пробив в някой от варисторите изгаря един от двата стопяеми предпазителя и се прекъсва захранването на усилвателя.

Захранващ мрежов щепсел:

Третата клема се използва за защитно зануляване на металната кутия на усилвателя, като по този начин може да бъде отведено случайно проникнално мрежово захранващо напрежение към кутията при авария. Захранващите проводници са със сечение на жилата с $2,5\text{mm}^2$

Маломощен стабилизирани токоизправител с мрежово токозахранване и термична защита:

За захранването на стерео предусилвателите се изисква еднополярно стабилизирани, добре филтрирани ниско напрежение до 18V , препоръчително 9V от фирмата производител (ФП). Използваната интегрална схема LA3161 консумира ток до 8mA при 9V . Необходимо е захранване на 2 отделни стерео предусилватели. За захранването на стерео еквайзерите на двойките стерео усилватели се изисква: еднополярно стабилизирани, добре филтрирани ниско напрежение до 15V , препоръчително 8V от ФП. Интегралната схема е LA3600, която консумира ток 8mA при 8V . Необходимо е захранването на два стерео еквайзера. За захранването на термичната защита се използва компараторна интегрална схема тип LM393N (2 компаратора в чип), с два броя температурни датчици тип LM335Z и светодиод за индикация, които консумират общо 15mA . За захранването на принудителната вентилация (блок 17) се предвижда да работят два броя вентилатори, моторите на които са за напрежение $12\text{V}/110\text{mA DC}$ или с обща консумация 220mA . Препоръчително е захранването на вентилаторите да не е нито по-голямо, нито по-малко от 12V . Всички посочени консуматори имат приблизително еднакви изисквания за стойността на захранващото напрежение (около 12V). Целесъобразно е да се разделят захранванията на електронните схеми от блока на моторите на вентилаторите, за да не се получат "пропадания" в захранването, в момента на включване на вентилаторите, при което протича голям пусков ток, както и за да не се внасят смущения по линия на захранването към електронните платки. Ето защо маломощния мрежов захранващ блок съдържа маломощен мрежов трансформатор с две отделни еднакви вторични намотки (симетрични), които поотделно след токоизправяне и стабилизирани на напрежението се използват за захранването на съответните консуматори описани по-горе. Пълната схема е показана на фиг. 27

Действието на схемата е следното: захранващото мрежово напрежение се понижава и се изправя от схема "Грец" с филтров кондензатор, след което чрез интегрална схема се стабилизира на 12V при минимални пулсации на изхода. Схемите за захранването $+12\text{V}$ за моторите на вентилаторите и на електронните платки и на термичната защита са еднакви. За стабилизатор се използва специализирана интегрална схема LM7812CZ, която има вградена термична и максималнотокова защита (1A). Тази интегрална схема осигурява нисък коефициент на пулсации. В схемата на захранването на моторите на вентилаторите е поставен бутонни ключ S3 за ръчно включване и изключване на

вентилаторите. Използват се паралелни контакти на ключа, поотделно за всеки един от моторите, за да не се претоварва контактната схема на ключа. Схемите “Грец”, които се използват за изправяне на ниското напрежение на вторичната намотка на маломощния мрежов трансформатор TR2 са тип W04M. Пулсиращото напрежение се филтрира от електролитен кондензатор и достига ниво \approx амплитудата на напрежението на вторичната намотка на трансформатора TR2. Филтровия кондензатор 100nF в изхода на интегралната схема служи за предпазване от самовъзбуждане според изискванията на ФП. При задействане на някой от компараторите при превишена температура отчетена от някой от термодатчиците светва светодиода, който обозначава общо термично претоварване на целия усилвател и дава указание за ръчно включване на ключа S3 за вентилаторите. Претоварване се получава, когато температурата вътре в кутията на усилвателя надхвърли 50C° или ако вторичната намотка на мрежовия трансформатор TR1 достигне стойности 90-100C° (настройката на съответния датчик е за 80C°, защото е поставен не вътре в намотката, а извън нея в прозореца на магнетопровода, където температурата е малко по-ниска). Датчика за температура вътре в кутията не “виси” във въздуха, а е закрепен към радиатора на блока на защитите, който нормално поема околната температура вътре в кутията (при нормална работа радиатора не се нагрива от блока на защитите). Принципа на действие на датчика на температура LM335Z се състои в това, че при пропускане на ток 1mA последователно във веригата на интегралната схема се получава напрежение 3-4V, точната стойност на което зависи от стойността на измерената температура. Температурния коефициент на датчика е +10mV/C°. При температура 20C° напрежението е 3V ($\pm 2mV$). При 80C° напрежението е \approx 3,6V. При 50C° напрежението е 3,3V. Посочените стойности на напреженията се задават чрез потенциометрите към съответните компаратори. Светодиодът D64 за термично претоварване е червен и е разположен на лицевия панел на усилвателя. Маломощния мрежов трансформатор TR2 е изпитан в лабораторни условия при захранване с мрежово захранване 230V на първичната намотка. На вторичната намотка е измерено напрежение на празен ход (без натоварване) 13,5V. Трансформатора е тип ANG6VA220/12/12V/0,25A. Каталожните данни на стабилизатора на напрежение LM7812CZ са:

$$U_{BXmin} = +14V, U_{BXmax} = +35V, I_{0max} = 1A (= I_{к\text{ъсо}} \text{ съед.}), I_{CC} = 4,4mA$$

$K_u = -55dB$ (коефициент на подтискане на входните пулсации). Каталожните данни за датчика са почени по-напред в текста. Има допълнителни данни: работна температура от -40C° до 100C°. Каталожните данни на компаратора LM339N са:

$$U_{CCmax} = +36V, U_{CCmin} = +3V, I_{CCmax} \quad 0_{max} = 15mA \text{ (максимален товарен ток в изхода).}$$

Стереопредусилвател (блок 3):

Фабрично изработен блок на печатна платка като е използвана интегралната схема LA3161, в съответствие с ФП. Принципната схема на предусилвателя е показана на фиг. 28. Схемата е симетрична по отношение на двата канала (ляв и десен). За захранване се използва напрежението 12V от блок 14, като е добавена допълнителна филтрация за “развързване” на предусилвателя от стерео еквайзерите (блок 4) и термичната защита (на блок 14). Филтрацията се осъществява от RC групата R5-C7. Входовете на стерео предусилвателя са самостоятелни, без схема за балансиране на “стерео базата” и са директно свързани чрез ширмовани проводници към куплунгите тип “тройка” предназначени за ниско ниво на аудио сигнал (от микрофон). Напрежението на тези входове достига стойности до 50-60mV. За предотвратяване на подаването на стръмно нарастващ входен сигнал на входа на предусилвателя, който може да се получи при голямо входно напрежение, както и при включване и изключване на входа на предусилвателя е поставен филтровия кондензатор C5 (C2), който шунтира високочестотната съставка на правоъгълния входен сигнал (не се получава пукот във високоговорителя). С цел постигане на максимално усилване при въведена отрицателна обратна връзка и с оглед постигане на минимални нелинейни изкривявания (клир фактор) се използват резисторите R4 и R3 включени към отрицателния вход на операционния усилвател. Нивото на усиления сигнал от предусилвателя е с амплитуда до 2V, като при ниво до 1V се получава “клир фактор” 0,03%, а при ниво 5V – 5%. Честотната лента на усиляните сигнали е от няколко Hz до 50kHz при неравномерност 25dB (спад във високите честоти над 3kHz). Това е задоволително по отношение на аудио сигнал от човешки говор и незадоволително по отношение на музикален сигнал, но този недостатък се преодолява чрез използването на стерео еквайзера (блок 4), който е свързан непосредствено след предусилвателя.

Параметрите на интегралната схема LA3161 са:

$K_u = 35\text{dB}$ (коефициент на усилване по напрежение с ООВ)

$K_{f \max}$

$R_i = 70\text{k}\Omega - 100\text{k}\Omega$

$R_T \geq 10\text{k}\Omega$ (препоръчително товарно съпротивление в изхода)

$I_{cc} = 6,5\text{mA}$ при 9V захранване

Еквивалентното ниво на шума на изхода съответства на топлинния шум на съпротивление $2,2\text{k}\Omega$ паралелно на входа на усилвателя при усилване 35dB.

Стерео еквайзер (блок 4):

Използван е фабрично произведен блок на 5-канален стерео еквайзер (с 5 сдвоени, плъзгащи надлъжно потенциометри) за гранични честоти: 108Hz, 343Hz, 1,08kHz, 3,43kHz и 10,8kHz. Принципната схема и печатната платка са изградени според изискванията на ФП [16]. Половината от схемата, която е еднаква с другата половина е показана на фиг. 29. Граничната честота е тази, при която активният филтър (филтъра + интегралната схема) намалява нивото на усиления входен сигнал с 3dB. Тази честота се нарича честота на “срязване” на амплитудночестотната характеристика (АЧХ)

$f_0 = 1 / (2 \times \pi \times \sqrt{(R_{екв} \times C_{секв})})$. Методиката на изчисление на филтрите, според която е изработен блока е дадена от ФП. Към изхода на стерео еквайзера чрез потенциометъра R7 се променя нивото на изходния сигнал, който се подава на крайното стъпало на усилвателя на мощност (блок 5). Параметрите на еквайзера са:

Затихване = -12dB на октава (двукратно изменение на честотата е АЧХ на усилвателната схема) за всеки канал

Дълбочина на регулирането = 20dB за всеки канал (постигнат е висок качествен показател)

Коефициент на усилване при средно положение на потенциометрите $K_u = 0,8\text{dB}$

($U_{изх} \square U_{вх}$)

$U_{сс \max}$

$I_{сс} = 8\text{mA}$ при 8V

Напрежение на шума в изхода $2\mu\text{V}$ типично и $20\mu\text{V}$ максимално

$K_f = 0,03\%$ типично и $0,1\%$ максимално

Честотната лента е до 30kHz

Крайно стъпало на усилвател на мощност (блок 5):

Използван е готов фабрично изработен блок на печатна платка с мощната интегрална схема TDA7294, като интегралната схема и платката са поставени на радиатор. Размерите на платката са $27\frac{1}{2}$ на $37\frac{1}{2}$ милиметра (достатъчно малки за монтиране върху радиатора). За постигане на максимални качествени показатели, съобразно изискванията на заданието са променени стойностите на някои елементи в "стандартната" схема съобразно препоръките на ФП [8]. Принципната схема на фабрично произведения усилвател е показана на фиг. 30. Недостатъците на фабрично изработения готов усилвател са:

- ниско входно съпротивление в резултат на малката стойност на резистора R1 и паралелно включения към него кондензатор C10. При високи честоти общото реактивно входно съпротивление е много ниско и не отговаря на изискването на заданието.
- голямо подтискане на входния сигнал в резултат на използваните стойности на елементите в делителя на напрежение във входната верига на усилвателя (кондензатора C1, резистора R6 и паралелно включените R1 – C10)

- нисък коефициент на усилване (11 пъти) поради използваните стойности на съпротивленията във веригата за ООВ (R7, R8)
- не е предвидена възможност за временно изключване на усилвателния тракт, изключване на режима на усилване – режима на усилване (режим “мълчание”), който е голямо предимство на интегралната схема TDA7294 не се използва. Времени константите на управляващата логическа схема (вградена в чипа) във веригата на захранване на управляващите входове 9 и 10 съответно за “активен/пасивен” режим и “режим мълчание” са недостатъчно големи (около 100mS) и се получава изпукване във високоговорителя при включване на захранване ± 35 (40)V.

Разработената окончателна принципна схема на усилвателя, преодоляващата посочените недостатъци по-горе, при използване на готовата печатна платка и при запазване на стойностите на някои от пасивните елементи (резистори и кондензатори) е показана на фиг. 31.

Входния кондензатор е капацитет 470nF, което е препоръчано от ФП. Съпротивлението на паралелно включения резистор към входа на интегралната схема е увеличено максимално и според изискванията на ФП. Съпротивлението на ООВ е увеличено максимално като е спазено изискването на ФП. Съпротивлението на нискоомния резистор в делителя на напрежение на ООВ е увеличено по такъв начин, че да се получи изискването на ФП относно усилването на интегралната схема ($K_u = 33$). Подменен е шунтиращия кондензатор, който е бил директно включен към входа на интегралната схема като е намален значително неговия капацитет, в резултат на което се шунтира по-малко полезния сигнал до 20kHz. Същевременно честотната лента се увеличава до 100kHz (максимално) и се постига по-равномерна АЧХ.

Относно схемата на захранване на управляващите логически входове е увеличена времеконстантата така, че се променя “автоматично” при пускане на захранването като се следи едновременно нивото и скоростта на промяна на увеличаващото се захранващо напрежение чрез нелинейна филтърна схема образувана от стандартните препоръчителни стойности на ФП, но при съвместно действие с допълнително включения ценов диод D4 към захранването +35 (40)V. Това захранване “+” изостава по отношение на “-” (нарочно избран режим на несиметрия при пускането на захранването). Тази особеност произтича от съвместното действие на максималнотоковата защита (блок 11) и големия капацитет на филтрите кондензатори

($2 \times 26400 \mu\text{F}$). При ниво до напрежението на пробива на ценовия диод скоростта на нарастване на захранването към логическите управляващи входове е

по-малка, а след това много голяма и времето на зареждане на кондензаторите на филтъра рязко се намалява и става по-малко от времеконстантата на филтърните RC групи към логическите входове 9 и 10. От този момента нататък се постига необходимото и достатъчно времезакъснение за привеждане на интегралната схема в "активен" режим и без "мълчание" автоматично. В резултат няма "пукане" на високоговорителя в разработената схема при включване на мрежовото захранване. Схемата на усилвателя е изградена с цел постигане на максимално най-голяма мощност в товара (4Ω или 8Ω) и съобразно изискванията на ФП.

Особеност на захранването е, че то е двуполарно симетрично с 2 режима: "нормален" при $\pm 35\text{V}$ и "форсиран" при $\pm 40\text{V}$, който се включва ръчно чрез впревключвателя S1 описано по-напред. При нормално захранване $\pm 35\text{V}$ според ФП се постига мощност:

- при 8Ω товар – 60W при $K_f f$
- при 4Ω товар – $70\text{-}80\text{W}$ при $K_f f$

При форсирано захранване $\pm 40\text{V}$ се постига максимални мощности при нелинейни изкривявания 10%, при товар 4Ω мощността е около 150W , а при нелинейни изкривявания 1% - 120W .

При форсирано захранване $\pm 40\text{V}$ се постига максимални мощности при нелинейни изкривявания 10%, при товар 8Ω мощността е около 100W , а при нелинейни изкривявания 1% - 80W .

Над 10A се включва максималнотокова защита на крайните D-MOS транзистори в интегралната схема, като тя се токоограничава. Тази защита може да бъде задействана и при случайно окъсяване на изхода на схемата.

Интегралната схема има вградена собствена термична защита, която автоматично привежда крайното стъпало в режим на ограничено усилване ($2x$ напрежение и $4x$

мощност). Тази защита се задейства при температура на металната част корпуса на интегралната схема над 50°C и мощността в товара се ограничава до 50% (нормално до 50W). Проведено е лабораторно изпитание на интегралната схема за измерване тока на покой в захранващите вериги. В “активен” режим, без “мълчание” в захранването +35V протича ток 41mA (I_{cc+}), а във веригата -35V – 39mA (I_{cc-}). Получава се 2mA разлика в резултат на консумацията на частта от интегралната схема без крайните D-MOS транзистори. Логическите нива на превключване на схемата за управление на режимите са съответно: 1,5V за “долно” ниво и 3,5V за “горно” ниво. При долно ниво усилвателят се привежда в пасивен режим, съответно и режим “мълчание”. При горно ниво усилвателят се привежда в активен режим, съответно и режим “звук”.

Относно схемата на захранване на логическите входове 9 и 10 е реализирана “икономия” като само в единия от усилвателите е изградена изцяло посочената нелинейна филтърна схема, а за останалите три остават включени само съответните филтрови кондензатори с паралелни връзки помежду им за вход 9. Също така са изградени и връзките за вход 10. Тази икономия е постигната предвид малкия консумиран ток на логическите входове. Чрез бутонния ключ S3 може да се окъсяват “бързо” през нискоомни резистори филтровите кондензатори на логическия вход 10 чрез диодна схема. При временно задържане натиснат бутонния ключ S3 усилвателят “мълчи”. Подробното описание на интегралната схема TDA7294 със всички параметри, характеристики, графики, съвети и изисквания на ФП са дадени в приложението.

Металната част на корпуса на интегралната схема е електрически свързана вътрешно с изводите за -35(40)V, което е голям недостатък в случаите на използване на двуполярно захранване спрямо маса, но е било проектирано с оглед изработването на много мощни крайни усилвателни стъпала при ниски захранващи напрежения и еднополярно захранване по “мостова схема”, където пък се явява в предимство. Налага се да се използва междинна изолационна подложка между радиатора и шасито на усилвателя. Имало е възможност да се въведе слюдена изолационна подложка между корпуса на интегралната схема и радиатора, но този вариант е по-лош поради намаленото топлоотдаване на интегралната схема. За охлаждане на крайните стъпала на усилвателите се използва принудителна вентилация чрез вентилаторите, както е описано по-напред. Този режим е задължителен при по-голямо натоварване на целия усилвател, но при нормално натоварване на усилвателя при по-ниски нива на музикалния сигнал топлоотвеждането не е необходимо. Шумът от вентилаторите е практически незабележим при голямо натоварване.

Изчислителна част

Изчисляването на мрежовия трансформатор, схемата “Грец” и филтровите кондензатори може да бъде направено само съвместно, а не поотделно.

Мрежов трансформатор (блок 9), Токоизправител схема “Грец” (блок 10) и Филтрови кондензатори (блок 15):

Изчислението на трансформатора е според методиката изложена в [10], като се приема, че се натоварва капацитивно – активно при работа съвместно с мостов изправител “Грец”.

Първо се определя мощността, захранваща четирите канала на усилвателя:

$$P_0 = 340W \text{ (съгласно т. 2.4.)}$$

За улеснение се приема, че вместо 2 вторични намотки с общ среден извод има само една намотка (с удвоено напрежение). Според [11] се приема, че напрежението на вторичната намотка е

$$U_2 = U_0 / 1,3 \text{ (} 2 \times 35V / 1,3 = 70V / 1,3 = 53,84V \approx 54V \text{)}$$

(В действителност трансформаторът има две еднакви вторични намотки с напрежения по 27V).

Средната стойност на изправения ток е:

$$I_0 = P_0 / U_0 = 340 / 70 = 4,86 \text{ A}$$

Мрежовата честота на захранването е $f = 50 \text{ Hz}$

Приема се максималната стойност на индукцията в магнитопровода

$$B_m = 1,5 \text{ T}$$

Може да се приеме, че коефициентът $D_{cx} \approx 1,87$ и ефективната стойност на тока във вторичната намотка е

$$I_2 = (\sqrt{2}) \times D_{cx} \times I_0 = 0,707 \times 1,87 \times 4,86 = 6,42 \text{ A}$$

По-нататък трансформаторът се изчислява според вторичната намотка за напрежение $U_2 = 54V$ ($2 \times 27V$) и ток, протичащ през нея $I_2 = 6,42 \text{ A}$

$$P_{тип} = (S_1 + S_2) / 2 = (380,74 + (54 \times 6,42)) / 2 = 363 \text{ VA}$$

Приемаме, че типова мощност на трансформатора е $P_{тип} = 400 \text{ VA} *$

$$\text{Токът в първата намотка е } I_1 = P_{тип} / U_1 = 400 / 230 = 1,74 \text{ A}$$

Избира се “Ш” – образен вид на магнитопровода, като се използва стомана с дебелина 0,35мм, топовалцувана със съдържание на силиций 4% и специфични загуби 2,8W/kg при индукция $B_m = 1,5 \text{ T}$ и честота

$$f = 50 \text{ Hz}$$

За посочената индукция и типова мощност се определя плътността на тока да бъде

$$B = 2,5 \times 10^6 \text{ A/m}^2 \text{ и съотношение на теглата на стоманата спрямо медта}$$

$$\dot{\alpha} = G_{\text{ст}} / G_{\text{м}} = 3,4$$

Минималното сечение на средното ядро на магнитопровода е

$$Q_{\text{ст}} = C \times \sqrt{(P_{\text{тип}} \times \dot{\alpha}) / (f \times B_m \times B)} =$$

$$= 0,7 \times \sqrt{((400 \times 3,4) / (50 \times 1,5 \times 2,5 \times 10^6))} = 1,885 \times 10^{-3} \text{ m}^2 = 18,85 \text{ cm}^2$$

За посочения $\cos \varphi$ ($\approx 0,94$) съотношението на реактивната съставка на тока спрямо активната му съставка е $I_{1p} / I_{1a} = 0,341$

$$I_{1a} = I_1 \times \cos \varphi = 1,74 \times 0,94 = 1,635 \text{ A}$$

$$I_{1p} = 0,341 \times I_{1a} = 0,341 \times 1,635 = 0,558 \text{ A} \approx I_{\mu} \text{ (намагнитващият ток в стоманата)}$$

$$\text{Коефициентът на трансформатора е } K_{\text{тр}} = U_2 / U_1 = 54 / 230 = 0,235$$

Избира се магнитопровод с размери $y_1 = 44\text{mm}$ (ширина на централното ядро), $y_2 = 50\text{mm}$ (дебелина на пакета), $y_3 = 22\text{mm}$, $h = 66\text{mm}$, $b = 22\text{mm}$

Сечението на централното ядро и прозорецът, в който се помещават намотката на трансформатора, има следния вид

Площта на сечението на стоманата (централната намотка; вътре в намотката) е $Q_{\text{ст}} = K_{\text{ст}} \times$

$$\frac{y_1 \times y_2}{2} = 0,91 \times 44 \times 50 = 20,02 \times 10$$

$$\text{mm}^2$$

$$= 20,02\text{cm}^2$$

$K_{\text{ст}}$ – коефициент на запълване на пакета на стоманата

Средната дължина на магнитната силова линия за посочения тип магнитопровод е $l_{\text{ст}} = 24,5\text{cm}$

Площта на сечението на прозореца за навиване на бобините е $Q_M = 3,7 \text{ cm}^2$

Средната дължина на една навивка е $l_0 = 23,9 \text{ cm}$

Относителните спадове на напрежения в първичната и вторичната намотки са $\Delta U_1 = 3\%$ и ΔU_2

$= 6\%$ (напреженията в намотките са по-малки от индуктираните електродвижещи сили в резултат на протичащия намагнитващ ток и създаденото от него променливо магнитно поле)

Броят на навивките на първичната намотка е

$$W_1 = E_1 / (f \times 4,44 \times B_m \times Q_{ст}) =$$

$$= 230 \times (1 - 3/100) / (50 \times 4,44 \times 1,5 \times 20,02 \times 10^{-4}) = 335 \text{ навивки}$$

Броят на навивките на вторичната намотка е

$$W_2 = E_2 / (f \times 4,44 \times B_m \times Q_{ст}) =$$

$$= 54 \times (1 + 6/100) / (50 \times 4,44 \times 1,5 \times 20,02 \times 10^{-4}) = 86 \text{ навивки}$$

Забележка : 86 е общият брой на навивките във вторичната намотка, която има извод по средата на 43-та навивка.

Напрежението за 1 навивка за вторичната намотка е:

$$e_2 = E_2 / W_2 = 54 \times (1 + 6/100) / 86 = 0,666 \text{ V/навивка}$$

Разликата в знаците за събиране и изваждане на спадовете на напрежение произтича от това, че мрежовото напрежение 230V към първичната намотка се явява в качеството на генераторно напрежение и преодолява двата спада на напрежение, както в самата първична намотка, така и на спада на вторичната намотка.

$$(U_1 = E_1 + \square U_1 \square E_1 = U_1 - \square U_1 \text{ и } U_2 = E_2 - \square U_2 \square E_2 = U_2 + \square U_2$$

U_1 – генераторно напрежение

E_1 – индуктивно напрежение в първичната намотка при протичане на намагнитващия ток в първичната намотка

U_2 – напрежение на изводите на вторичната намотка

E_2 – индуктирано напрежение във вторичната намотка при протичане на намагнитващия ток във вторичната намотка

Сечението на проводника на първичната намотка е

$$q_1 = I_1 / \rho = 1,74 / 2,5 \times 10^6 = 6,96 \times 10^{-7} \text{ m}^2 = 0,696 \text{ mm}^2$$

Сечението на проводника на вторичната намотка е

$$q_2 = I_2 / \rho = 2,57 / 2,5 \times 10^6 = 2,57 \times 10^{-6} \text{ m}^2 = 2,57 \text{ mm}^2$$

Избират се стандартни проводници със сечение $q_1 = 0,7238 \text{ mm}^2$ и

$$q_2 = 2,573 \text{ mm}^2$$

Данните на проводниците на първичната и вторичната намотка са:

$\Phi_1 = 0,96 \text{ mm}$ (диаметър), $\Phi_{1\text{изол}} = 1,02 \text{ mm}$ (с изоляциите), $d_1 = 6,53 \text{ g/m}$ (теглова маса на метър дължина), $\Phi_2 = 1,81 \text{ mm}$, Φ

$d_{2\text{изол}}$
 $= 1,9 \text{ mm}$ и

$d_1 = 23,2 \text{ g/m}$

Действителната плътност на тока в първичната и вторичната намотка:

$$j_1 = I_1 / q_1 = 1,74 / 0,7238 = 2,4 \text{ A/m}^2$$

$$j_2 = I_2 / q_2 = 6,42 / 2,573 = 2,5 \text{ A/m}^2$$

Макарата, върху която се навиват първичната и вторичната намотки се изработва от гетинакс с дебелина 2mm с висока якост и изолационни качества.

Ширината на един ред навивки е

$$h_N = h - 2 \times d_{\text{изол}} - 1 = 66 - 2 \times 2 - 1^* = 61 \text{ mm}$$

$d_{\text{изол}}$ – дебелина на гетинакса

* резерв 1mm

Коефициентът на запълване на слоя $K_{сл1} = 1,04$ (за първичната намотка)

Броят на навивките в 1 слой за първичната намотка е

$$W_{сл1} = h_H / (\Phi_{изол} \times K_{сл1}) = 61 / (1,02 \times 1,04) = 57 \text{ навивки}$$

Коефициентът на запълване на слоя $K_{сл2} = 1,07$ (за вторичната намотка)

Броят на навивките в 1 слой за вторичната намотка е

$$W_{сл2} = h_H / (\Phi_{изол} \times K_{сл2}) = 61 / (1,9 \times 1,07) = 30 \text{ навивки}$$

Броят на слоевете за първичната намотка е

$$C_1 = W_1 / W_{сл1} = 335 / 57 = 6 \text{ слоя}$$

Броят на слоевете за вторичната намотка е

$$C_2 = W_2 / W_{сл2} = 86 / 30 = 3 \text{ слоя}$$

Приемаме, че коефициентът на издуване на намотката е $K_{изд} = 1,2$

Дебелината на междуслойната изолация е $\sigma = 0,05\text{mm}$ (изолационна хартия)

Дебелината на първичната намотка е

$$A_1 = K_{\text{изд}} \times [C_1 \times \Phi_{\text{изол}} + \sigma \times (C_1 - 1)] = 1,2 \times [6,1 \times 1,02 + 0,05 \times (6 - 1)] =$$

$$= 7,65\text{mm}$$

Дебелината на вторичната намотка е

$$A_2 = K_{\text{изд}} \times [C_2 \times \Phi_{\text{изол}} + \sigma \times (C_2 - 1)] = 1,2 \times [3 \times 1,9 + 0,05 \times (3 - 1)] =$$

$$= 6,96\text{mm}$$

Между слоевете на първичната и вторичната намотка се поставя екранна намотка 1 слой с диаметър $\Phi_{\text{е изол}} = 1,02\text{mm}$, както на първичната намотка, при което се получава дебелина на екранната намотка

$$A_e = \Phi_{\text{е изол}} = 1,02\text{mm}$$

Между основата на макаратата и между отделните намотки се поставя междуслойна изолация с по-дебела изолационна хартия с дебелина 0,1mm и общо дебелина $A_{\text{изол}} = 1,5\text{mm}$ (за 2 пласта под първичната намотка, 5 пласта между първичната и екранната намотка, 5 пласта между екранната и вторичната намотка и 3 пласта над вторичната намотка – общо 15 пласта)

Общата дебелина на намотките с междуслойните изолации е

$$A = A_1 + A_2 + A_e + A_{\text{изол}} = 7,65 + 6,96 + 1,02 + 1,5 = 17,13\text{mm}$$

Въздушната междина между пакета на магнитопровода и намотката е

$$M_B = b - A = 22 - 17,13 = 4,87\text{mm}$$

Средната дължина на 1 навивка за първичната намотка е

$$l_{o1} = 2 \times (y_1 + 2 \times d_{\text{изол}}) + 2 \times (y_2 + 2 \times d_{\text{изол}}) + \pi \times A_1 =$$

$$= 2 \times (44 + 2 \times 2) + 2 \times (50 + 2 \times 2) + \pi \times 7,65 = 228,04\text{mm}$$

Средната дължина на 1 навивка за вторичната намотка е

$$l_{o2} = 2 \times (y_1 + 2 \times d_{\text{изол}}) + 2 \times (y_2 + 2 \times d_{\text{изол}}) + 2\pi \times (A_1 + A_e + A_2 + 1,5) =$$

$$= 2 \times (44 + 2 \times 2) + 2 \times (50 + 2 \times 2) + 2\pi (7,65 + 1,02 + 6,96 + 1,5) = 311,63\text{mm}$$

Масата на проводника в първичната намотка е

$$G_{\text{пр1}} = W_1 \times l_{o1} \times d_1 = 335 \times 0,22804 \times 6,53 \times 10^{-3} = 0,50 \text{ kg}$$

Масата на проводника във вторичната намотка е

$$G_{\text{пр2}} = W_2 \times l_{o2} \times d_2 = 86 \times 0,31163 \times 23,2 \times 10^{-3} = 0,62 \text{ kg}$$

Общата маса на проводниците за първичната и вторичната намотка е

$$G = G_{\text{пр1}} + G_{\text{пр2}} = 0,5 + 0,62 = 1,12 \text{ kg}$$

Загубите в медта се определят при максимално прегряване $\theta = 70\text{C}^\circ$ (температурата над максималната околна температура 50C° ; намотките издържат до 120C° , след което се поврежда изолационният лак на проводниците).

Съпротивлението на проводника на първичната намотка е

$$r_1 = \rho \times K_{\text{изд}} \times W_1 \times l_{o1} / q_1 = 1,75 \times 10^{-6} \times 1,2 \times 335 \times 22,804 / 0,7238 \times 10^{-2} =$$

$$= 2,22 \ \Omega$$

Съпротивлението на проводника на вторичната намотка е

$$R_2 = \rho \times K_{\text{изд}} \times W_2 \times l_{o2} / q_2 = 1,75 \times 10^{-6} \times 1,2 \times 86 \times 31,163 / 2,573 \times 10^{-2} =$$

$$= 0,219 \ \Omega$$

Загубите в медта за първичната намотка са

$$P_{M1} = I_1^2 \times r_1 = 1,74^2 \times 2,22 = 6,72 \text{ W}$$

Загубите в медта за вторичната намотка са

$$P_{M2} = I_2^2 \times r_2 = 6,42^2 \times 0,219 = 9,03 \text{ W}$$

Общо загубите в медта на намотката (без екранната намотка, защото в нея ток не тече (единият ѝ край е отворен)) са

$$P_M = P_{M1} + P_{M2} = 6,72 + 9,03 = 15,75 \text{ W}$$

Масата на стоманата на сечението на сърцевината (централното ядро, върху която е макарата на намотката) е

$$G_{ст\ c} = \gamma_{ст} \times h \times Q_{ст\ c} = 7,8 \times 5 \times 20,02 \times 10^{-3} = 0,781 \text{ kg}$$

γ – специфично тегло

h – височината на прорежа на ламелата

$Q_{ст}$ – сечението на сърцевината

Масата на ярема (бронята, обхващаща макарата отвън) е

$$G_{\text{ст я}} = \gamma_{\text{ст}} \times 2 \times y_3 \times y_2 \times K_{\text{ст}} \times (2 \times y_3 + 2 \times y_3 + y_1) =$$

$$= 7,8 \times 2,2 \times 5 \times 0,91 \times (2 \times 2,2 + 2 \times 2,2 + 4,4) \times 10^{-3} = 1,374 \text{ kg}$$

$K_{\text{ст}}$ – коефициент на запълване на стоманата

$$\text{Общата маса на стоманата е } G_{\text{ст}} = G_{\text{ст с}} + G_{\text{ст я}} = 0,781 + 1,374 = 2,155 \text{ kg}$$

Загубите в стоманата при индукция $B_m = 1,5 \text{ T}$ са

$$P_{\text{ст}} = P_i \times (B_m / B_{mi})^2 \times G_{\text{ст}} = 2,8 \times (1,5 / 1,5)^2 \times 2,155 = 6,034 \text{ W}$$

P_i – специфична загуба при индукция B_{mi}

B_{mi} – работната индукция

Охлажданата повърхност на стоманата е

$$S_{\text{охл ст}} = 2 \times (y_2 + 2 \times y_3) \times (y_1 + 2 \times b) + 2 \times (y_2 + 2 \times y_3) \times h + 4 \times y_2 \times y_3 =$$

$$= 2 \times (5 + 2 \times 2,2) \times (4,4 + 2 \times 2,2) + 2 \times (5 + 2 \times 2,2) \times 6,6 = 289,5 \text{ cm}^2$$

Охлажданата повърхност на медта е

$$S_{\text{охл м}} = 2 \times [b \times (2 \times y_1 + \pi \times b) + h \times (y_1 + \pi \times b)] =$$

$$= 2 \times [2,2 \times (2 \times 2,2 + \pi \times 2,2) + 6,6 \times (5,5 + \pi \times 2,2)] = 199,1 \text{ cm}^2$$

Общата охлаждана повърхност на трансформатора е

$$S_{\text{охл}} = S_{\text{охл ст}} + S_{\text{охл м}} = 289,5 + 199,1 = 488,6 \text{ cm}^2$$

Прегряването на трансформатора е

$$\Delta \theta = (P_{\text{ст}} + P_{\text{м}}) / (\alpha \times S_{\text{охл}}) = (6,034 + 15,75) / (9 \times 488,6 \times 10^{-4}) = 49,5 \text{ C}^\circ$$

α – коефициент на топлоотдаване (експериментално определен) =

$$= 9 \text{ W} / (\text{C}^\circ \times \text{m}^2)$$

Температурата на намотката е

$$\theta = \theta_{\text{ок}} + \Delta \theta = 50 + 49,5 = 99,5 \text{ C}^\circ ($$

$\theta_{\text{ок}}$ – околна температура

Тази температура се издържа от намотката, но е сравнително висока по отношение експлоатационния живот на изолацията на намотъчните проводници. Затова при голяма консумирана мощност от четирите канала на усилвателя се въвежда термична защита, както и принудителна вентилация.

Има възможност за екстремн режим на работа на усилвателя, при който средното натоварване е под 340W, но краткотрайно може да се надвиши до 20 – 30%, като се разчита на действието на защитите. С оглед постигане на режим на екстремно натоварване е предвидено добавяне на допълнително захранващо напрежение над

2 x 27V с по 3V на намотка, като се предвижда ръчно превключване с превключвател.

При това, в резултат на изчисленията, е постигнат достатъчен резерв за наместване на допълнителните намотки, които са навити на 1 слой една до друга, но на разстояние, за да не се получи пробив.

При $e_w = 0,666 \text{ V} / \text{навивка}$, за да се получи 3V във всяка допълнителна намотка броят на навивките е $W_{\text{доп}} = U_{\text{доп}} / e_w = 3 / 0,666 = 5$ навивки

Окончателното определяне на мрежовия трансформатор е избразено на фиг. 5

$$W1 = 335 \quad \Phi_{\text{изол}} = 1,02\text{mm} \quad (I_1 = 1,74\text{A})$$

$$W2' = W2'' = W2 / 2 = 86 / 2 = 43$$

$$\Phi_{\text{изол}} = 1,9\text{mm} \quad (I_2 = 6,42\text{A})$$

$$W_{д'} = W_{д''} = 5$$

$$\Phi_{д \text{ изол}} = \Phi_{2 \text{ изол}} = 1,9 \text{ mm}$$

$W_e \approx 55 - 60$ (не се изчислява, защото се навива до запълване на слоя)

$$\Phi_{e \text{ изол}} = \Phi_{1 \text{ изол}} = 1,02 \text{ mm } (I_e = 0 \text{ A})$$

$$P_{\text{тип}} = 400 \text{ VA}$$

$$P_0 = 400 \text{ W (активна мощност)}$$

Приемаме еквивалентната схема на изправителя, по която се оразмерява реалната схема със среден извод по методиката, изложена в [12]

$$U_0 = +70 \text{ V}$$

$$I_0 = 4,86 \text{ A}$$

$$C = C_1 / 2 = C_2 / 2$$

$$\text{Според [11] } U_{0(230)} \approx 1,3 \times U_2 = 1,3 \times 54 = 70 \text{ V } (\pm 35 \text{ V})$$

Ако мрежовото напрежение достигне максималната стойност

(220V + 10%) 242V се получава

$$U_{0(242)} \approx 1,3 \times 54 \times 242 / 230 = 73,86V (\pm 37V)$$

Ако схемата “Грец” се превключи към “високото” вторично напрежение с допълнителните намотки $U_{2(230)} = 60V$ и $U_{0(230)} \approx 1,3 \times 60 = 78V (\pm 39V)$

Ако схемата “Грец” се превключи към “високото” вторично напрежение с допълнителните намотки и при максимално мрежово напрежение се получава $U_{2(242)} = 60 \times 242 / 230 = 63,13V$, при което

$$U_{0(242)} = 1,3 \times 63,16 = 82,1V$$

В случай, че няма товар или при липса на сигнал в усилвателите, се получава екстремно високо напрежение след изправителя

$U_{0max} = \sqrt{2} \times U_{2(242)} = \sqrt{2} \times 63,13 = 89,28V (\pm 45V)$, което е допустимо за интегралната схема, като се осигурява резерв от още 5V (до $\pm 50V$), което е още около 10% над максималното напрежение на мрежата.

За изчисление на еквивалентната изправителна схема с мостов изправител (без среден извод) при капацитивно натоварване се използва вътрешното (генераторно) съпротивление на източника на захранване (трансформатора) - R_i , както и коефициентът на загубите $f_v = U$

$$\frac{2}{\text{прх}} / U^2 =$$

$$= 100 / (100 - \square U_2 [\%]) = 1,064$$

$$R_i = U_2 \times (f_v - 1) / I_2 = 54 \times (1,064 - 1) / 6,42 = 0,54 \Omega$$

При изчисленията се пренебрегва спада на напрежение в диодите на мостовия изправител, които са незначителни спрямо изправителното напрежение.

$$U_{0(230)} = \sqrt{2} \times U_{2(230)} \times (1 - \sqrt[4]{(R_i / 2 \times R_u)})$$

R_u – съпротивлението на товара на изправителя

$$R_u = U_0 / I_0 = 70 / 4,86 = 14,4 \Omega$$

Напрежението на “двойната” пулсация според [12] е

$$(2 \times \square U) = I_0 / (2 \times C_{\text{екв}} f) \times (1 - \sqrt[4]{(R_i / 2 \times R_u)}) =$$

$$= 4,86 / (2 \times 13200 \times 10^{-6} \times 50) \times (1 - \sqrt[4]{(0,54 / (2 \times 14,4))}) = 2,32V$$

$\square U = 1,16V$ (пулсациите върху кондензатора C_1 или $C_2 = 26400 \mu F$ в реалната схема спрямо “маса”).

За оразмеряването на изправителната схема “Грец” се приема, че един от усилвателите е натоварен до 10А (максималният ток на настройка на защитата на TDA7294), а останалите 3 са нормално натоварени.

$$I_{0 \max} = 10 + (4,86 / 4) \times 3 = 13,65\text{A}$$

Обратното напрежение върху вентил е колкото амплитудата на напрежението на вторичната намотка в еквивалентната схема. Също се приема, че превключвателят за добавяне на допълнителни намотки е включен на “високо” напрежение и се получава U_2^B

$$\square 60\text{V}$$

$$U_{2m}^B = \sqrt{2} \times U_2^B = 84,85\text{V}$$

Това напрежение се получава при захранване от мрежата не с 220V, а с 230V. Според стандарта за електрозахранване за мрежа “ниско напрежение” е допустимо отклонение до +10%, което отговаря на 242V. В този случай максималното напрежение върху запушен диод е

$$U_{\text{добр max}} = U_{2(242)}^B = 84,85 \times 242 / 230 = 89,28\text{V}$$

Избира се мостов изправител схема “Грец” тип KBPC2504 с технически параметри $U_{\text{обр}} = 400\text{V}$, I

$I_0 = 25\text{A}$, което надвишава изискванията според средните стойности на изправителния ток и обратното напрежение. Този изправител допуска повтарящ се максимален ток до 100А, който е

по-голям от тока на настройка на максималнотокова “бърза” защита, (блок 12), която действа както при късо съединение, така и при първоначално включване на

захранването, свързано с процеса на първоначалното зареждане на филтровите кондензатори C_1 и C_2 .

При включване на мрежовото захранване протичат токове на късо съединение в намотките на трансформатора, които се ограничават главно от активните съпротивления на намотките (също се ограничават и от индуктивните съпротивления на разсейване – магнитните полета извън магнитопровода)

Приведеното активно съпротивление на първичната намотка към вторичната намотка е

$$r_1'' = r_1 / K_{\text{тр}}^2 = 2,22 / (0,235)^2 = 0,122 \Omega$$

Приведеното активно съпротивление на вторичната намотка е $r_2 = 0,219 \Omega$

Общото еквивалентно активно съпротивление на трансформатора приведено към вторичната намотка е $r = r_1'' + r_2 = 0,122 + 0,219 = 0,341 \Omega$

Токът на късо съединение във вторичната намотка се ограничава допълнително от съпротивленията на монтажните проводници, клемите, спойките и схемата “Грец”, които са около $0,05 - 0,1 \Omega$, и общото съпротивление във веригата на вторичната намотка $r_{\text{кв}} \approx 0,4 \Omega$

Максималният ток на късо съединение във веригата на вторичната намотка е $i_{\text{кв м}} = U^{\text{в}}_2$

$$\stackrel{(242)}{=} \frac{\sqrt{2}}{r}$$

$$\stackrel{\text{кв}}{=} 63,13 \times \sqrt{2} / 0,4 = 223\text{A.}$$

Избраният тип мостов изправител “Грец” KBPC2504 издържа ограничен брой пъти пиков ток до 300A, включително до 85A (допустим брой пъти се увеличава по падаща

експонентна графика до 85А)

Полученият резултат за тока на късо съединение и от графиката на фиг.10 налагат да се настрои максималнотокова защита (блок 12) за ток под 100А.

Трансформаторът издържа претоварване за кратко време, което зависи главно от топлинния капацитет на намотките и в по-малка степен от топлинния капацитет на стоманата (която е с по-голяма маса и с по-малка топлопроводимост от медта на намотките).

Има възможност за претоварване при превишаване на средния изправен ток на токоизправителя до 6А за 2-3 секунди време, след което се задейства среднотоковата защита (блок 12, който съчетава максималнотоковата и среднотоковата защита) чрез нивото на настройката ѝ.

Максималнонапреженова мрежова защита (блок 8):

Използваните варистори имат пробивно напрежение 390V и максимален ток преди пробива 1mA. Амплитудната стойност на максималното мрежово захранващо напрежение е $U_{\text{пр.вар}} = \sqrt{2} \times U_{\text{мр}} \times 1,1 = \sqrt{2} \times 1,1 \times 220 = 342V$

За гарантиране на надеждна експлоатация е предвиден резерв

$$U_{\text{Р}} = U_{\text{проб.вар}} - U_{\text{мр max}} = 390 - 342 = 50V$$

Маломощен стабилизиран токоизправител с мрежово токозахранване и термична защита:

Общата консумация на моторите на вентилаторите и интегралната схема LM7812, която ги захранва е:

$$I_{\text{сума1}} = I_{\text{ИС}} + I_{\text{М1}} + I_{\text{М2}} = 0,0044 + 0,11 + 0,11 = 0,224\text{A}$$

Общата консумация на платките на термичната защита в стерео предусилвателите и стерео еквалайзерите и захранващата ги интегрална схема LM7812 е:

$$I_{\text{сума2}} = I_{\text{ИС}} + I_{\text{ТЗ}} + I_{\text{СП}} \times 2 + I_{\text{СЕ}} \times 2 = 0,0044 + 0,015 + 0,008 \times 2 + 0,015 \times 2 = 0,065\text{A}$$

Температурния датчик LM335Z, при околна температура 50C° създава входно напрежение към входа на компаратора на термичната защита, което е:

$$U_{\text{ВХ КОМП}} = U_{\text{НАСТР (50C°)}} = U_{25\text{C°}} + \alpha U_{30\text{C°}} = 3 + 0,01 \times 30 = 3,3\text{V}$$

Температурния датчик LM335Z, при температура 80C° (за трансформатора TR1) създава входно напрежение към входа на компаратора на термичната защита, което е:

$$U_{\text{ВХ КОМП}} = U_{\text{НАСТР (80C°)}} = U_{20\text{C°}} + \alpha U_{60\text{C°}} = 3 + 0,01 \times 60 = 3,6\text{V}$$

Крайно стъпало на усилвател на мощност (блок 5):

При изчисляването на някои от параметрите на усилвателя е взето под внимание [17]

Коефициентът на ООВ е:

$$K_{\text{ООВ}} = - U_{\text{ИЗХ}} / U_{\text{ВХ}} = - U_{\text{ИЗХ}} / (U_{\text{ИЗХ}} \times R8 / R7) = - R7 / R8 = -33 \times 10^3 / (1 \times 10^3) = -33$$

Знакът “-“ показва, че изходният сигнал е инвертиран по отношение на отрицателния вход.

Коефициент на усилване по напрежение:

$$K_{U(\text{ОВ})} \approx R7 / R8 = 33$$

Коефициента на усилване в dB е:

$$K_{U(\text{ОВ})} [\text{dB}] = 20 \times \lg K_{U(\text{ОВ})} = 30,37\text{dB}$$

Коефициента на усилване на TDA7294 без ООВ е 80dB (10000x)

Неизкривена ефективна синусидална мощност при захранване $\pm 35\text{V}$ и товар 4Ω . Според ФП амплитудата на неизкривеното изходно напрежение е $U_M = 27\text{V}$ (DMOS транзисторите работят в линейната част на изходните им характеристики, в пентодната област, при $U_{\text{GS}} = 0\text{V}$)

$$P_{\text{ИЗХ}} = (U_M / \sqrt{2})^2 / R_T = (27 / \sqrt{2})^2 / 4 = 91\text{W}$$

Максималната изкривена ефективна изходна мощност при захранване $> \pm 40\text{V}$ и при 4Ω

товар е:

$$P_{\text{ИЗХ max}} = (U_{\text{m } 40} / \sqrt{2})^2 / 4 = (40 / \sqrt{2})^2 / 4 = 200W$$

При тази мощност протича максимален ток 10А, който се ограничава от вградената токова защита в интегралната схема.

Средната мощност в товара при максимална динамика на аудио сигнала е около ¼ от максималната неизкривена мощност:

$$P_{\text{ИЗХ средно}} = 1/4 \times P_{\text{ИЗХ}} = 91 / 4 = 22,75W$$

Общата средна мощност на всички усилвателни канали е:

$$P_{\text{ИЗХ средно сум}} = 4 \times P_{\text{средно}} = 4 \times 22,75 = 91W$$

Коефициента на полезно действие на усилвателите в клас АВ според ФП е 48%, което съответства на активно средно натоварване на мрежовия трансформатор TR1:

$$P_{\text{0 средно}} = 91 / 0,48 = 189,6W$$

Тази мощност е почти 2 пъти по-малка от номиналната мощност на трансформатора, за която е оразмерен и при тази мощност практически се постигат изискванията на заданието по отношение на изискванията за мощност над 50W и нелинейни изкривявания под 0,5% общо за целия усилвател. Същевременно при тази мощност се постига максимална динамика на усилвателя (усилват се едновременно най-малките и най-големите аудио сигнали).

Средното натоварване на интегралните схеми на усилвателите е:

$$P_{\text{ИС сум}} = P_{0 \text{ средно}} - P_{\text{ИЗХ средно сум}} = 189,6 - 91 = 98,6\text{W}$$

Средното натоварването на една интегрална схема е:

$P_{\text{ИС}} = P_{\text{ИС сум}} / 4 = 24,65\text{W}$. Тази мощност се има в предвид при избирането на охлаждащ радиатор. Практически е избран фабрично произведен радиатор предвиден за работа, както за естествена, така и за принудителна вентилация. Радиаторът е силно оребрен и удебелен, от алуминиева сплав с голям коефициент на топлопроводност. Радиаторът е оцветен в черно с цел отделяне на топлина под формата на инфрачервено излъчване, освен по метода на конвекция. Също така радиаторите са така разположени, че максимално се обдухват от създадения циркулиращ въздушен поток от вентилаторите.

Радиаторът има площ $S_R = 375\text{cm}^2$ ($57,4\text{inch}^2$). Според [11] термичното му съпротивление е:

$$R_{\text{thr}} = \sqrt{(1500 / S_R)} = \sqrt{(1500 / 57,4)} = 5,1\text{C}^\circ/\text{W}$$

Мощността, която може да разсейва е:

$$P = (T_{\text{jc}} - T_0) / R_{\text{thr}} + R_{\text{thjc max}} = (150-50) / (5,1 + 1,5) = 14,3\text{W}$$

Но с принудителна вентилация (подсигурено от защитите) и при използване на типичната стойност на съпротивлението на транзистора се получава

$$P_B = (150 - 50) / (3 + 1) = 100 / 4 = 25 > 24,65 \text{ (граничен енергиен режим)}$$

Четвърта Глава – Особенности при проектирането на печатните платки

Ръчно изработени са еднослойни, едностранни печатни платки. При изцяло ръчноизработените печатни платки се използва “изправен монтаж”, “обемен монтаж”, с допълнително добавени вериги и елементи, което не позволява пълна техническа документация (разположението на елементите и начина на разполагане на обемния монтаж). В спомагателните платки на усилвателя протичат много силни токове, които определят специфичен начин за разработка на печатните платки. Използвани са проводници със сечение до 4mm^2 , които са запоени към тънки пътечки на платките, както и за мостови връзки между елементите върху платката. Във връзка с тези особености не е използвана CAD системата.

Платки на крайното стъпало на мощност (блок 5)

Печатната платка на блок 14 е разработена според принципната схема на фиг. 27, но не съдържа маломощния мрежов трансформатор TR2, термодатчиците U11, U12 и светодиода D64. Също на платката не е поставен ключа S3.

Максималнотокова защита за NMOS транзистори (блок 11)

Страна спойки:

Среднотокова защита за NMOS транзистори (блок 11)

Страна спойки:

Максималнотоков ограничител на P-MOS транзистори:

Страна спойки:

Петта Глава – Особенности при създаване на устройството

Целият усилвател е монтиран в стандартна кутия от компютър (изправена) с мерки 33x18x43 (височина/широчина/дълбочина).

Преден панел:

В горната половина на предния лицев панел са монтирани един над друг два 5-канални стерео еквайзера, като горния управлява широколентовите усилватели на левия и десния канал, а долния управлява универсалните усилватели, с възможност за работа, както в широколентов режим, така и в режим на суббуфер за левия и десния канал. Посредата в дясно е разположен бутонния ключ за мрежово захранване S2. Под него са разположени допълнителни бутонни ключове като най-близко разположения ключ е със самозадържане и се използва за ръчно включване на принудителната вентилация, а по-долния бутонен ключ се използва за временно включване и изключване на работния режим на крайните стъпала (мълчание/звук). Светодиодната индикация за работата на усилвателя е разположена най-долу в дясно под ключовете. Празното пространство под еквайзерите, в ляво от бутонните ключове е предвидено с цел вграждане на светодиодна индикация на мощността на всеки един от крайните усилватели на мощност. Най-долу предния лицев панел е “перфориран” с цел работата на долния вентилатор, който е вграден вътре в кутията.

Заден панел:

Най-горе в ляво е “перфориран” с цел работата на горния вентилатор, разположен в кутията. В дясно от перфорацията за вентилатора са монтирани един над друг стерео входовете на предусилвателните блокове тип “тройка”. Под тях в колона са монтирани както следва: мощен клавишен превключвател (S1), гнезда за външноменяеми мрежови стопяеми предпазители (за 220V) – F6 и F7. Под тях е разположен женски мрежов контакт с нулева защитна клема (тройка). Под него е разположен мъжки мрежов контакт с нулева защитна клема (тройка). В средата на задния лицев панел са монтирани 8 броя бутонни клеми (2 редици по 4) като долните 4 клеми са маса (земя) за тонколониите (пасивни). Горните 4 са активните изходи на отделните усилватели (блок 6). От ляво надясно 4-те клеми са за, както следва:

- ляв канал, широколентов
- ляв канал, универсален (суббуфер)
- десен канал, универсален (суббуфер)
- десен канал, широколентов

Под бутонните клеми са разположени на 2 реда, 4-ка аудио панели за входове за високо ниво на сигнала за допълнително изграждане на схема за смесване на сигналите от различни източници (смесител). Най-долу под тях на 3-ти ред е разположен също такъв аудио панел с директни входове за високо ниво (блок 2) за включване към еквалайзерите.

Вътре в кутията:

Най-долу, непосредствено до предния вентилатор е разположен мрежовия

трансформатор TP1 (блок 9), а зад него е разположена филтърната група на мощния токоизправител (2 x 12 броя електролитни кондензатори x 2200 μ F всеки). Също така там са разположени в близост универсалните крайни усилвателни стъпала на мощност на левия и десния канал, монтирани върху радиатори, които са електрически изолирани от кутията чрез подпорни изолатори (напрежението върху радиаторите е -35 (40)V. Това е в резултат на необходимостта от директно монтиране на метални части на корпуса на интегралната схема TDA7294 (вътрешно електрическо свързана с -35 (40)V). По този начин се постига максимално топлоотдаване на интегралната схема към радиаторите. Над филтровата група и универсалните усилватели на левия и десния канал, електрически изолирани от кутията. Върху един радиатор са разположени мощните MOS транзистори на максималнотоковата и среднотоковата защиты, напреженовата защита, включително и за изправителната схема "Грец" (блок 10). В най-предния лицев панел са монтирани максималнотоковата и среднотоковата защиты на усилвателя (блокове 11 и 12), както и напреженовата защита. В най-горната част на кутията, непосредствено до стерео входовете за ниско ниво на входните аудио сигнали (гнездата "тройки") са монтирани два стерео предусилвателя. Единият се използва за ширококолентовите усилватели на левия и десния канал (за горноразположената двойка), а другия за универсалните усилватели (за долната тройка). Двата вентилатора, разположени в долния и горния край на кутията, вкарващи въздуха отвън навътре. По този начин се получава въртеливо движение на въздуха в кутията. Датчика за температурата (LM335) на трансформатора TP1 е монтиран между магнитопровода и вторичната намотка на трансформатора (в прозореца на магнитопровода). Датчика за вътрешната температура (LM335) на усилвателя е монтиран върху радиатора на блока на защитите.

Заклучение

В резултат на разработката, съдържаща много и различни по функция блокове е разлизан усилвател с високи качествени показатели с максимално надеждна експлоатация. Усилвателя е разработен така, че дава възможност за работа в квадрофония за реално пространствено вътрешно озвучение на затворено помещение, наподобяващо максимално звука в концертна зала. Настоящата схема е разработена за ръчно включване и изключване на принудителната вентилация, когато е необходимо по указание на светодиодната индикация. Необходимо е по-нататъшно осъвършенстване като този процес да бъде автоматизиран. Предвижда се допълнително вграждане на индикатори на мощност за всеки един от усилвателите, както и регулатори на стерео базата (баланса) за двойките стерео усилватели.

