

Усилватели на мощност – клас *D*

1. Определения и основни изисквания

1.1. Класове на работа на транзистори на изходно стъпало

1.2. Основни характеристики на режимите на работа *A*, *AB*, *B*, *C* и *D*

2. Усилвателни стъпала с дискретни елементи, работещи в клас *A*, *B* и *AB* – предимства и недостатъци

2.1. Емитерен или сорсов повторител като усилвател на мощност

2.2. Изходни стъпала, работещи в клас *B*

2.3. Изходни стъпала, работещи в клас *AB*

3. Обобщена блокова схема и принцип на действие на усилвателите – клас *D*

3.1. Основни определения

3.2. *Опростена структура на D-усилвател*

4. Електронни схеми на широчинно-импулсни модулатори за управление на MOSFETs при мостово свързване

4.1. Схема на широчинно-импулсен модулатор – модулатор, работещ в клас *AD*

4.2. Схема на широчинно-импулсен модулатор –модулатор, работещи в клас *BD*

5. Ключов режим на работа на изходните транзистори

5.1. Принцип на работа

5.2. Енергиен баланс на транзисторни стъпала работещи в ключов режим за усилвателни схеми

6. Крайни стъпала за *D* – усилватели

6.1. Мостова схема (Bridged-Tied Load – BTL) с двуканален усилвател – основна схема

6.2. Принципно електрически схеми на изходни стъпала за *D* - усилватели

7. Нискочестотни LC филтри

7.1. Принцип на работа

7.2. Схемни варианти на НЧФ за мостово свързване (BTL Output LC Filter Topologies)

7.3. Проектиране на НЧФ за несиметрично свързване на товара (Single-Ended Filter)

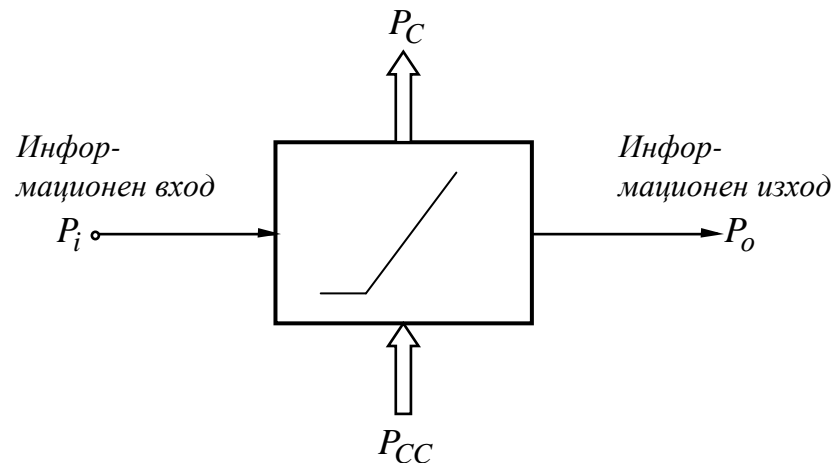
8. Предимства и недостатъци на усилвателите – клас *D*

9. Някои особености при проектиране и използване на *D* – усилватели

1 Определения и основни изисквания

Усилвателите на мощност (power amplifiers) в общия случай са аналогови електронни устройства, предназначени да предават на определен товар значителна електрическа мощност (например $P_L \geq 1\text{W}$) при голям коефициент на полезно действие и зададени максимално допустими изкривявания на усиления сигнал.

По принцип усиляването по напрежение на мощните изходни стъпала с биполярни и MOS транзистори е близък до единица. В тези случаи усиляването по мощност се определя от коефициента на усиляване по ток. При това, изходното напрежение и изходният ток трябва да могат да приемат както положителни, така и отрицателни стойности, т.е. изходният ток да може да бъде входящ или изходящ.



Блокова схема на усилвател на мощност с означени информационни вход и изход, както и съответните мощности.

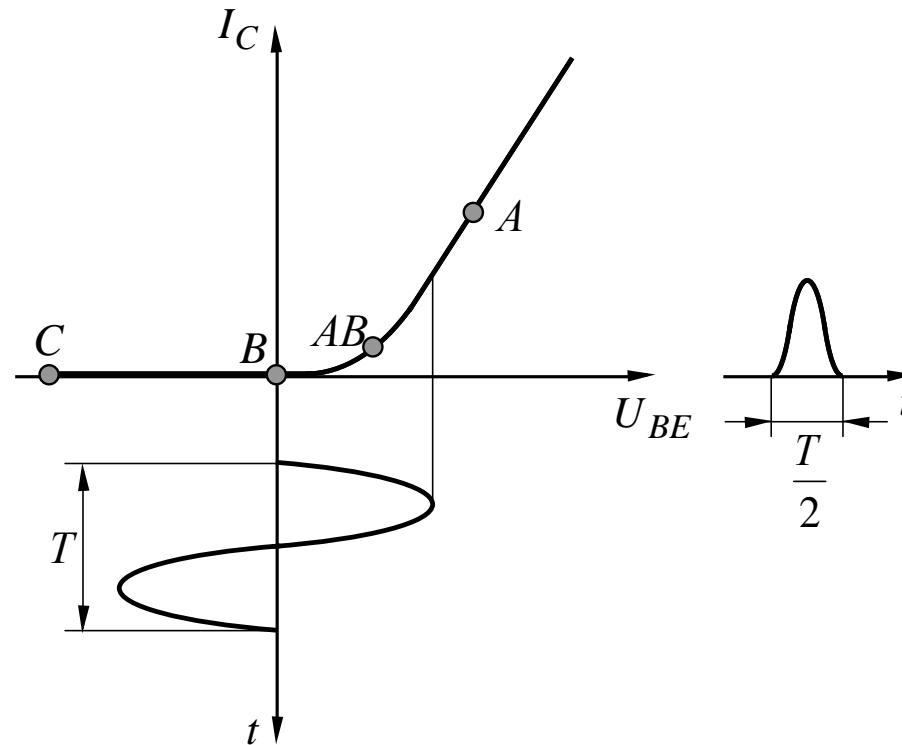
В зависимост от стойността на високата гранична честота усилвателите на мощност биват нискочестотни (с $f_h \leq 100 \text{kHz}$) и високочестотни (с $f_h > 100 \text{kHz}$). Обект на разглеждане в тази тема са нискочестотните усилватели на мощност (НУМ), наричани още аудиоусилватели.

Най-общо **основните изисквания** към тях са следните:

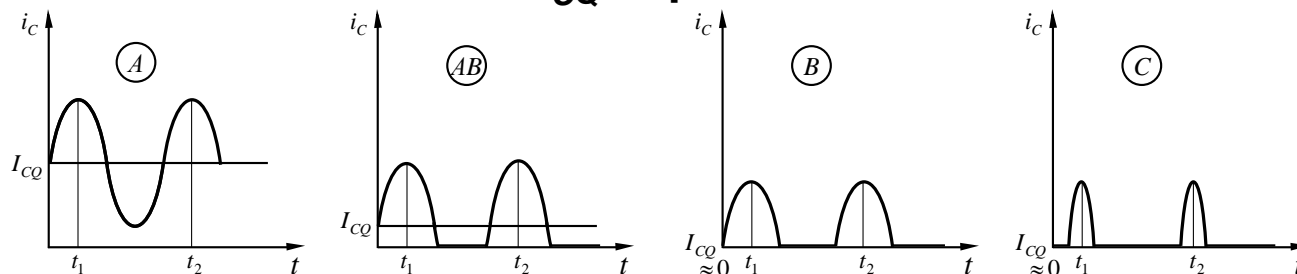
- Да отдават определена мощност в зададен товар, който в общия случай има комплексен характер;
- Да внасят минимални изкривявания във формата на усилвания сигнал;
- Да имат голям коефициент на полезно действие. По такъв начин се осигурява по-голяма икономичност, което е от съществено значение при големи изходни мощности;
- Да имат голямо входно и малко изходно съпротивление. Така по-лесно се съгласува товарът с изходната верига на усилвателя и се постига голям коефициент на усилване по мощност;
- Да имат защиты срещу късо съединение или топлинно претоварване на крайните активни елементи.

1.1. Класове на работа на транзистори на изходно стъпало

Предавателна характеристика на един транзистор и положения на работни точки



Форми на колекторния ток при синусоиден входен сигнал и стойности на тока I_{CQ} в режим на покой



1.2. Основни характеристики на режимите на работа *A, AB, B, C* и *D*

Режим (клас) на работа	Работна точка	Токов ъгъл (интервал от време през който се усилва входният сигнал)
A	работната точка се разполага в средата на проходната характеристика	усилват се и двете полувълни на входния сигнал $\theta = 360^\circ / 2 = 180^\circ$
AB	работната точка се разполага в активната област на проходната характеристика	$90^\circ < \theta < 180^\circ$ усилва се само едната полувълна
B	за $U_{BE}=0$ (в областта на запущване на транзисторите)	
C	работа в ключов режим	само върхът на половината вълна или един импулс на сигнала
D		усилват се и двете полувълни на входния сигнал (от модулатор)

2 Усилвателни стъпала с дискретни елементи, работещи в клас А, В и АВ – предимства и недостатъци

2.1. Емитерен или сорсов повторител като усилвател на мощност

При използване като усилвател на мощност на емитерния или сорсовия повторител, работещ в **клас А**, понеже коефициентът на усилване по напрежение е по-малък до единица, коефициентът на усилване по мощност се определя основно от усилването по ток. Максималната изходна мощност при двуполярно захранващо напрежение е $P_L = V_{CC}^2 / 8R_L$ за $R_E = R_L$, максималният к.п.д. η е **6,25%**. По-голяма стойност на к.п.д. може да се получи при използване на каскоден повторител с биполярни или MOS транзистори. За тях к.п.д. може да достигне **25%**.

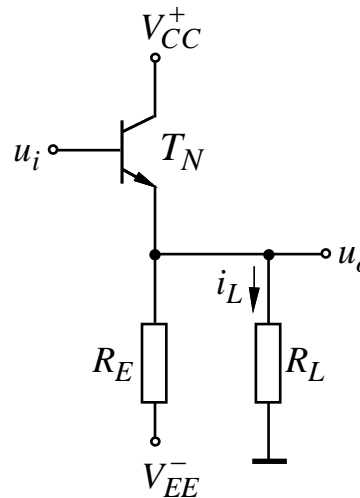
$$P_{L\max} = \frac{V_{CC}^2}{8R_L} - \text{Максимална изходна мощност за } R_E = R_L$$

$$P_{CC\max} = 2 \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \text{Максимална мощност консумирана от захранващия източник}$$

$$\eta_{\max} = \frac{P_{L\max}}{P_{CC\max}} = \frac{1}{16} \Rightarrow 6,25\% - \text{Максимален коефициент на полезно действие}$$

Характеристики типични за тази схема:

- Токът през транзистора винаги е различен от нула;
- Пълната консумирана мощност не зависи от входното управляващо напрежение и товара;
- Усилват се и двете полуваляни на входния сигнал, при което може да се получи минимална стойност за нелинейните изкривявания.



$$P_L = \frac{1}{2} \frac{U_{om}^2}{R_L}$$

При запущен т-р:

$$U_{om} = \frac{R_L}{R_E + R_L} V_{CC}$$

тогава

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2 R_L}{(R_E + R_L)^2}$$

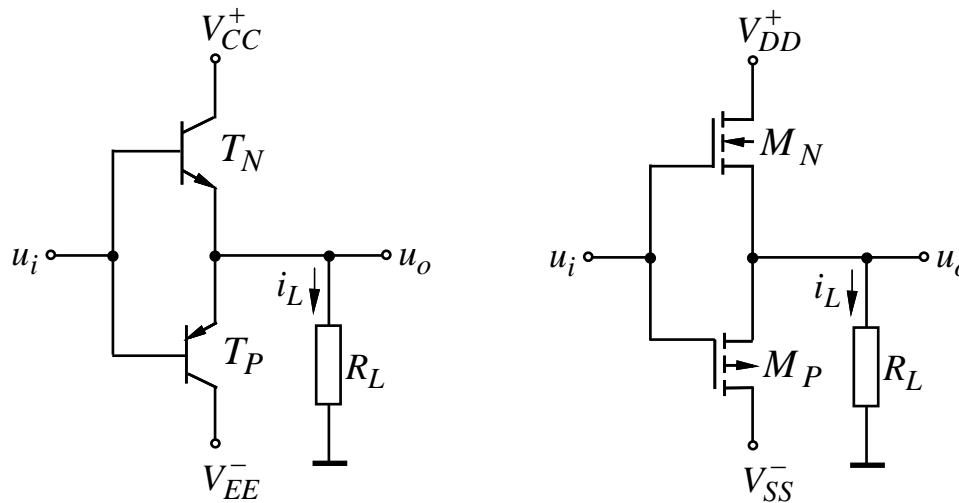
При $\frac{dP_L}{dR_L} = 0$ то
 $R_E = R_L$

За макс. с-т се намира

$$P_{L\max} = \frac{V_{CC}^2}{8R_L}$$

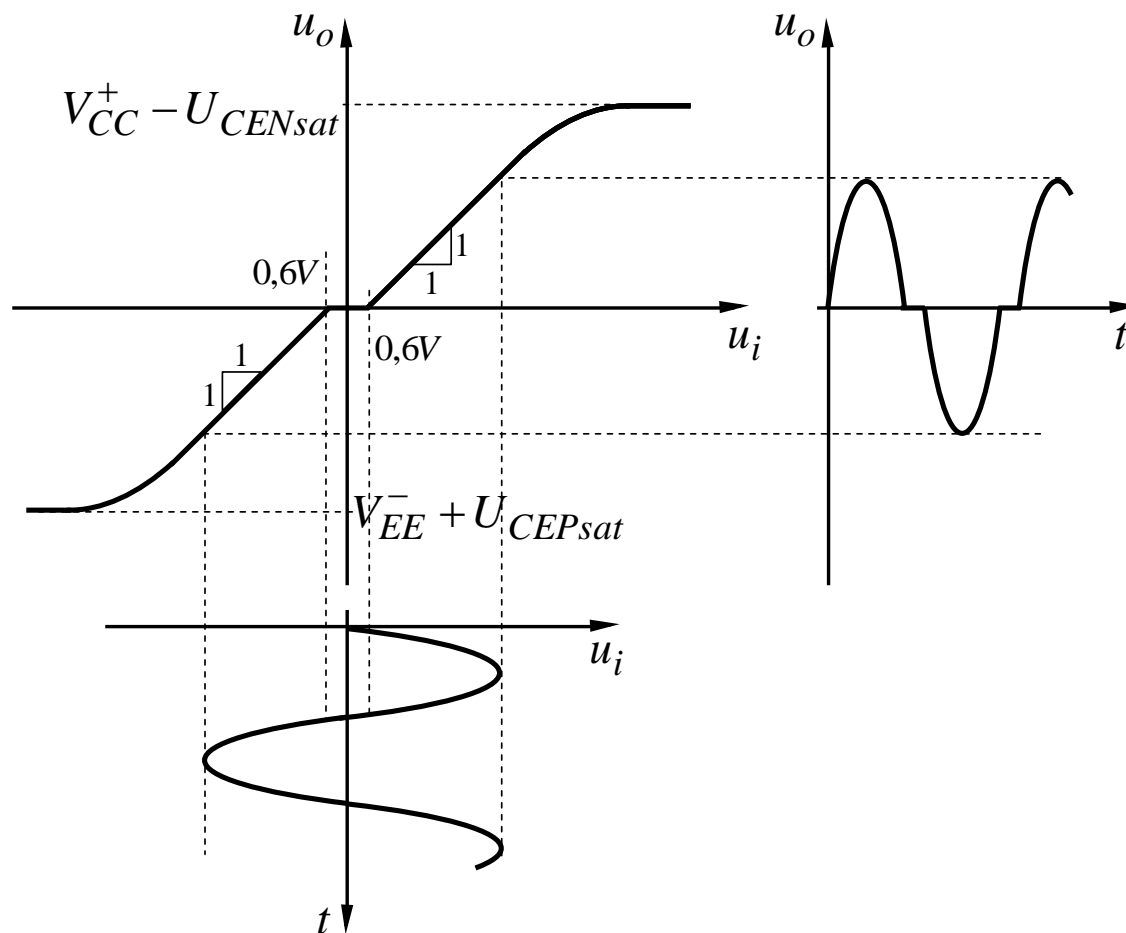
2.2. Изходни стъпала, работещи в клас В

Основни схеми на изходни стъпала от клас В, използваща биполярни и MOS транзистори



Значително по-голяма изходна мощност и по-голям к.п.д. може да се постигне с изходните стъпала, работещи в клас В. При тях η_{\max} е равен на **78,5%**. Основен недостатък на изходните стъпала от клас В е наличието на „мъртва зона“ в предавателната им характеристика. Това води до увеличаване на изкривяванията във формата на изходния сигнал, особено при неголям входен сигнал.

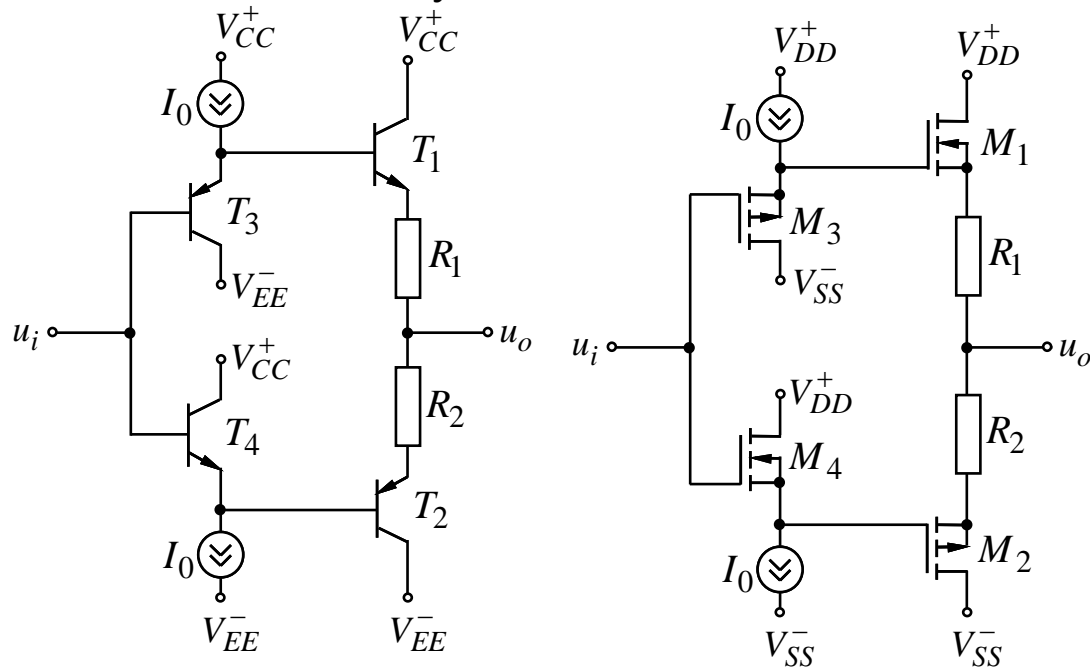
Предавателна характеристика на изходно стъпало от клас В с примерен входен и изходен сигнал



Примерна предавателна характеристика на горната фигура. Вижда се, че съществува обхват на входното напрежение, центриран около нулата, където двата транзистора са запушени и изходното напрежение е нула. Тази „мъртва зона“ (англ. **dead band**) определя „стъпалце“ във формата на изходното напрежение. Ефектът на изкривяване (crossover distortion) на изходното напрежение е особено ясно изразен при неголяма амплитуда на входния сигнал.

2.3. Изходни стъпала, работещи в клас АВ

По-малки нелинейни изкривявания се получават при изходните стъпала от клас АВ. При тях в режим на покой през транзисторите протича неголям ток. Максималният к.п.д. за стъпалата от клас АВ е по-малък, като за практически схеми достига **50... 60%**. Въпреки това изходните стъпала в клас АВ по-често се използват за усилватели на мощност.



Изходни стъпала от клас АВ с допълнителни транзистори за задаване на режима на работа, изпълнени съответно с биполярни и MOS транзистори

Допълнителни изкривявания могат да възникнат, ако положителни или отрицателни напрежения се усилват с различен коефициент на усилване. Това може да се получи, ако комплементарните емитерни повторители се управляват от високоомен източник и транзисторите имат различни коефициенти на усилване по ток. Един начин за решаване на този проблем изисква включването на локални ООВ по ток, подбор на крайните транзистори така, че да имат еднакви коефициенти и допълнително повишаване на входното съпротивление чрез използване на входен емитерен или сорсов повторител.

3 Обобщена блокова схема и принцип на действие на усилвателите – клас D

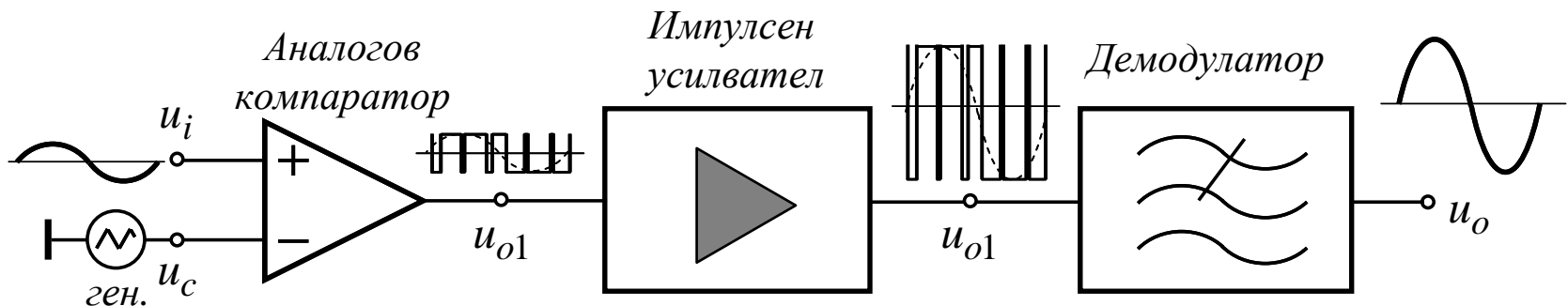
3.1. Основни определения

Работата на усилвателите, работещи в клас D (D – усилватели, наименованието „клас D ” е предложено от П. Дж. Баксандал.), се явява средство за повишаване на к.п.д. при усилване на маломощни нискочестотни сигнали.

Режим на работа D се постига чрез преобразуването на входния информационен сигнал с ниска честота и произволноменяща се амплитуда в периодичен сигнал с правоъгълна форма, коефициентът на запълване на който се изменя в съответствие с моментната стойност на сигнала. Съгласно теоремата на Найкуист честотата на импулсите се избира значително по-висока от честотата на сигнала, а амплитудата се запазва постоянна.

В съответствие с принципа на широчинно-импулсната модулация (ШИМ) средната стойност на импулсите представлява усиленият сигнал, който може да бъде отделен с помощта на НЧФ.

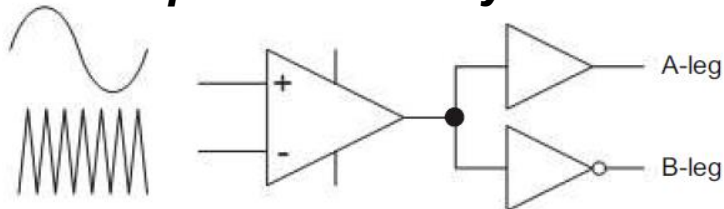
3.2. Опростена структура на D -усилвател



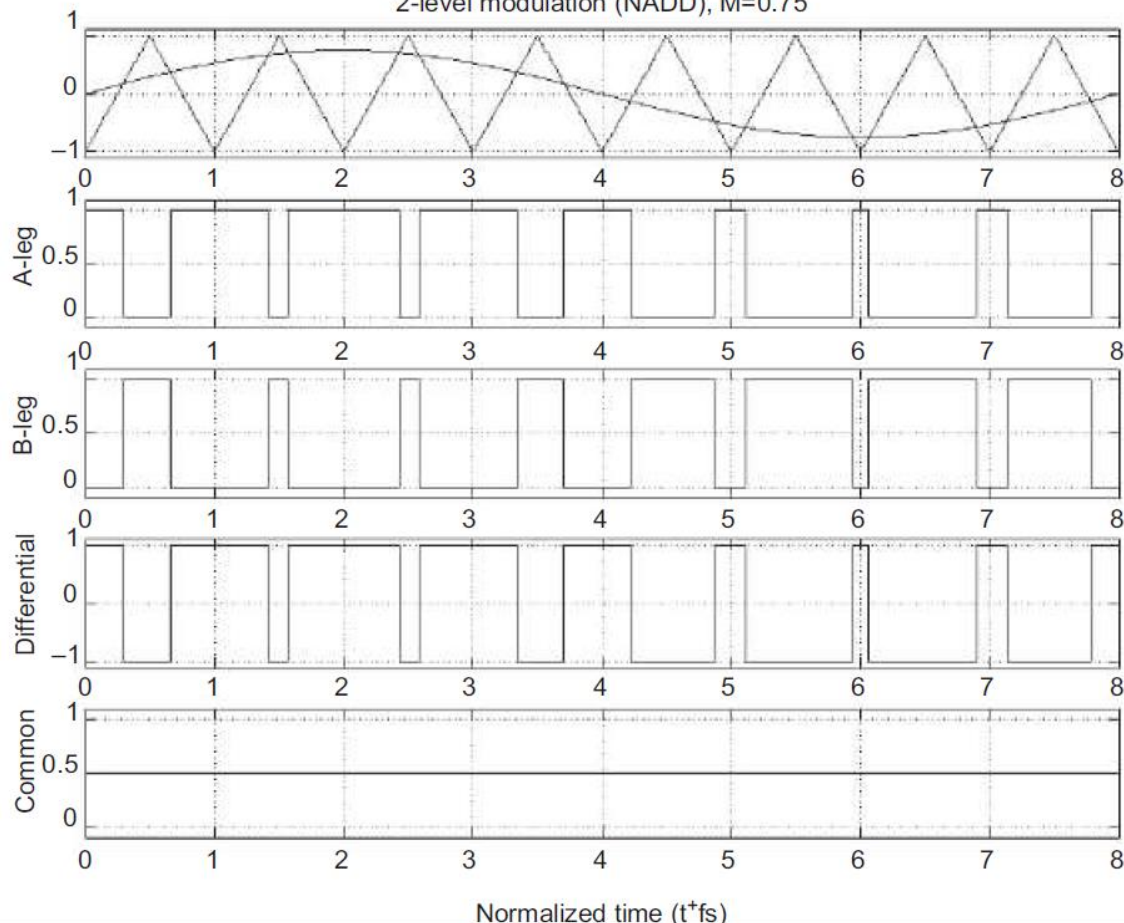
4 Електронни схеми на широчинно-импулсни модулатори за управление на MOSFETs при мостово свързване

4.1. Схема на широчинно-импулсен модулатор – модулатор,

работещ в клас AD



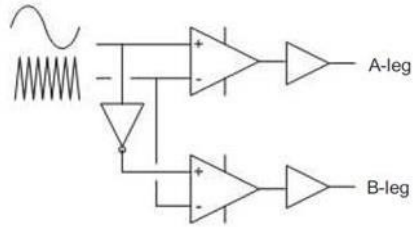
2-level modulation (NADD), $M=0.75$



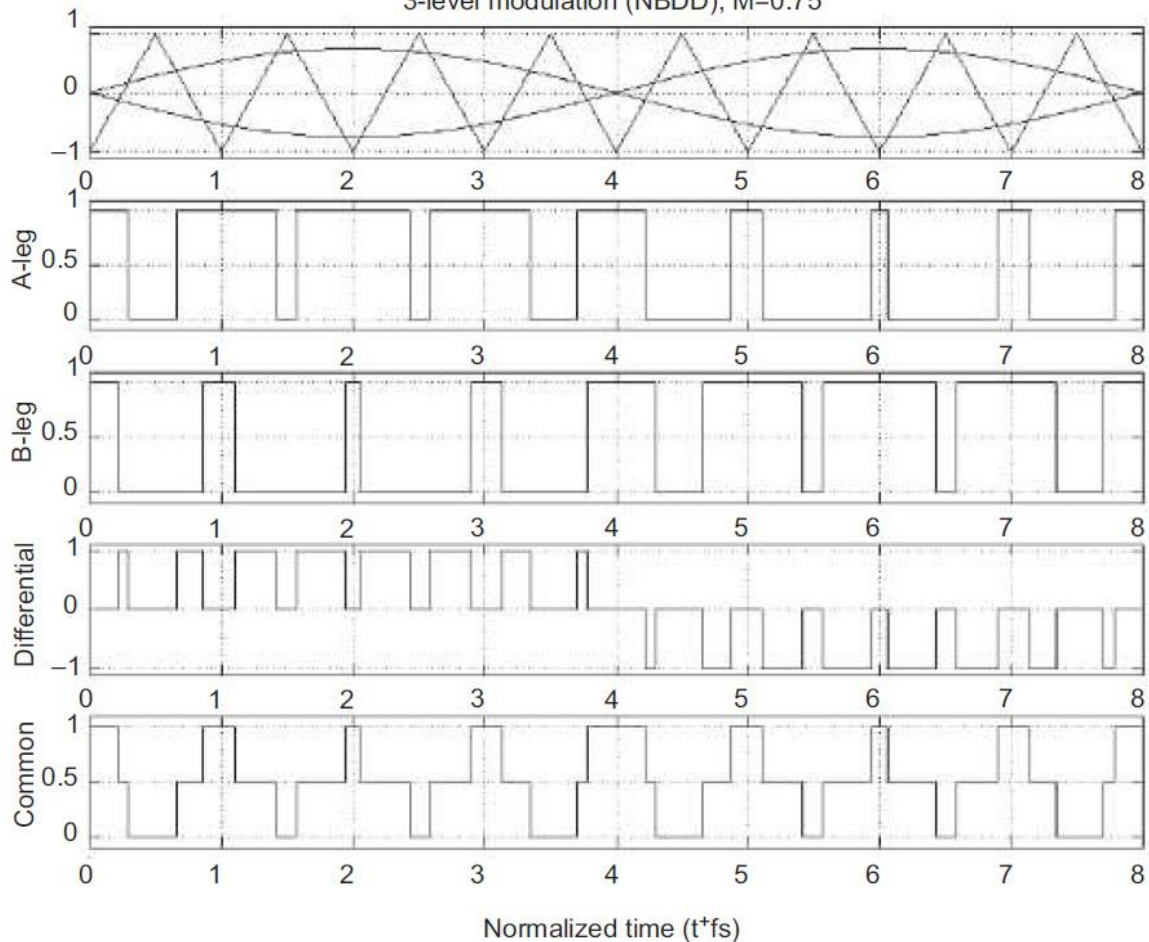
В режим на покой (без входен сигнал) напрежението между изводи А и В ще бъде с правоъгълна форма и коефициент на запълване 50%.

Изходното синфазно напрежение е постоянно със средната стойност на напрежението е 0,5 от максималната стойност.

4.2. Схема на широчинно-импулсен модулатор –модулатор, работещи в клас BD



3-level modulation (NBDD), M=0.75



В режим на покой (без входен сигнал) напрежението между изводи А и В ще бъде равно на нула.

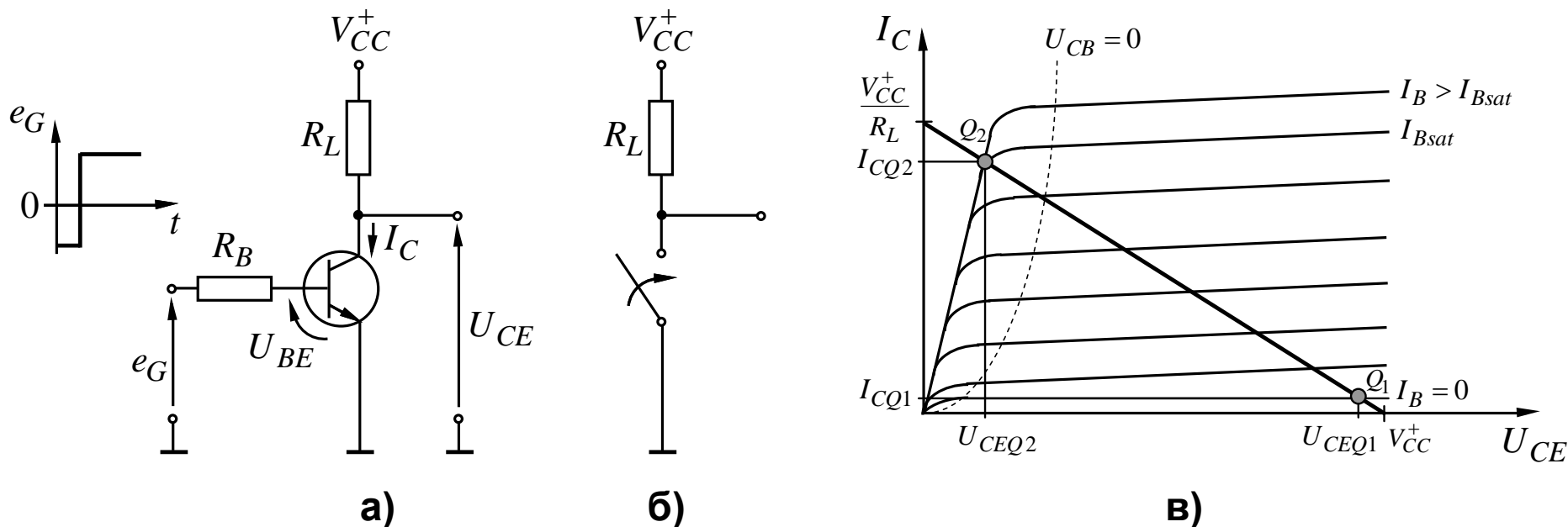
Изходното синфазно напрежение е с импулсна форма.

5 Ключов режим на работа на изходните транзистори

5.1. Принцип на работа

Когато биполярен транзистор работи като електронен ключ, той преминава от запушено в наситено състояние и обратно, под действие на управляващ входен сигнал. На фигурата транзисторът е свързан в схема ОЕ, като товарът е представен със съпротивлението R_L , а веригата за подаване на управляващия сигнал – чрез източника на входен сигнал e_G , с вътрешно съпротивление R_G .

За $e_G \leq 0$ $I_{R_B} = I_B = 0$ $I_{CQ1} = I_{CEO} \approx 0$ и $U_{CEQ1} = V_{CC}^+ - I_{CQ1}R_L \approx V_{CC}^+$ Проекцията на раб. точка е Q_1



Ключов режим на работа на биполярен транзистор: а) схема ОЕ на транзисторен ключ; б) заместваща еквивалентна схема; в) изходни статични характеристики и статична товарна права

За $e_G > 0$ $I_{CQ2} = I_{Csat}$ Проекцията на раб. точка е Q_2

Транзистори, работещи в ключов режим, могат да се използват в усилвателни схеми, като товарът се свързва между захранващото напрежение и колектора. В този случай транзисторите се разглеждат като релеен контакт, който прекъсва или включва сравнително голям колекторен ток през товара. При това изходното напрежение се получава инвертирано спрямо входното напрежение.

5.2. Енергиен баланс на транзисторни стъпала работещи в ключов режим за усилвателни схеми

Разсейвана (загубна) мощност		Изходна мощност
Транзисторът е запушен (работна точка Q_1)	Транзисторът е наситен (работна точка Q_2)	
$P_{C1} \approx U_{CEQ1} I_{CQ1}$	$P_{C2} \approx U_{CEQ2} I_{CQ2} \approx U_{CEsat} (V_{CC}^+ / R_L)$	$P_L = \frac{(V_{CC}^+ - U_{CEsat})^2}{R_L} \approx \frac{(V_{CC}^+)^2}{R_L}$

За отношението между полезната изходна мощност и максимално допустимата разсейвана мощност се получава:

$$\frac{P_L}{P_{tot}} \approx \frac{P_L}{P_{C2}} \approx \frac{U_{CC}}{U_{CEsat}} > 10 \dots 100$$

Коефициентът им на полезно действие (к.п.д.) за схемата има вида:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} \approx \frac{P_L}{P_C + P_L} \approx 1 - \frac{U_{CEsat}}{V_{CC}^+} \quad \text{за } P_L \gg P_{C2} \text{ и } P_{CC} = P_C + P_L$$

$\eta \geq 90\%$ - при ключов режим на работа на транзисторите

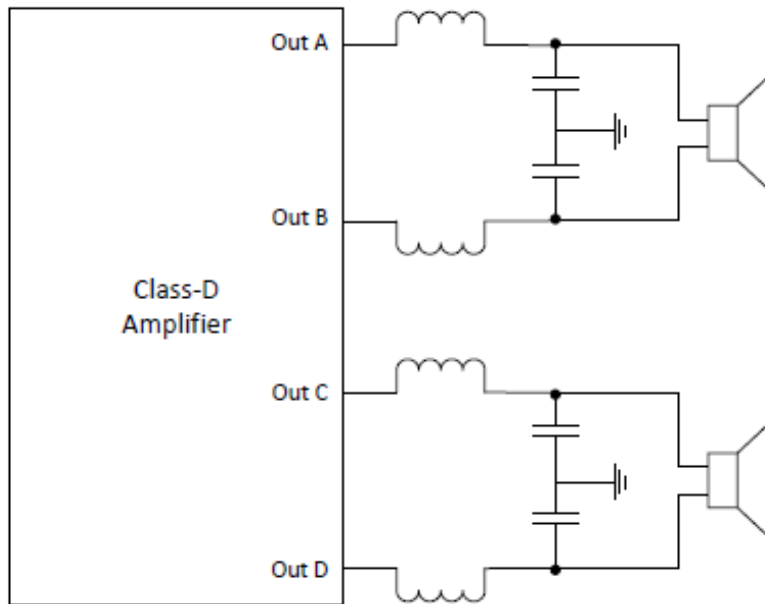
Следователно с един транзистор, който има максимално допустима мощност 1 W , може да се комутира изходна мощност, например $P_L \approx 10 \dots 100\text{ W}$.

$$\frac{1}{1 \pm x} \approx 1 \mp x$$

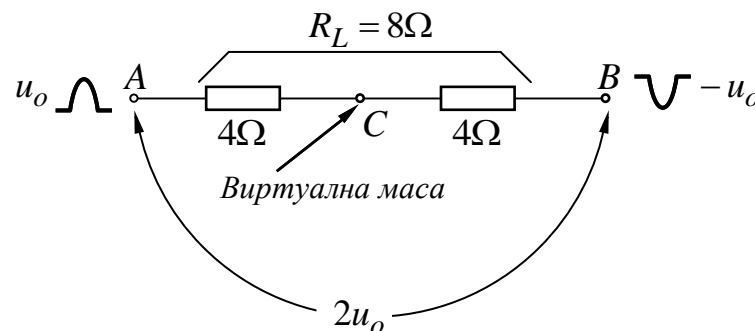
6 Изходни стъпала за D - усилватели

6.1. Мостова схема (Bridged-Tied Load – BTL) с двуканален усилвател –

основна схема



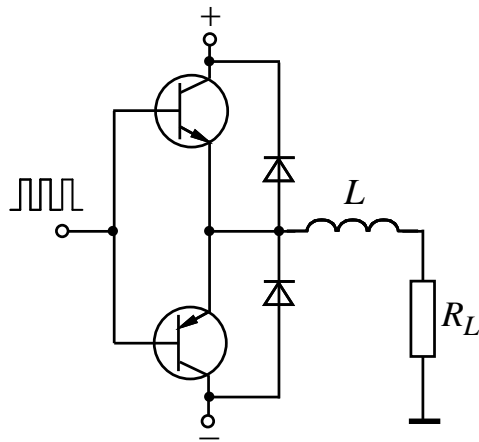
фиг. 1



Управление на товара R_L с противофазно напрежение за схемата от фиг. 1.

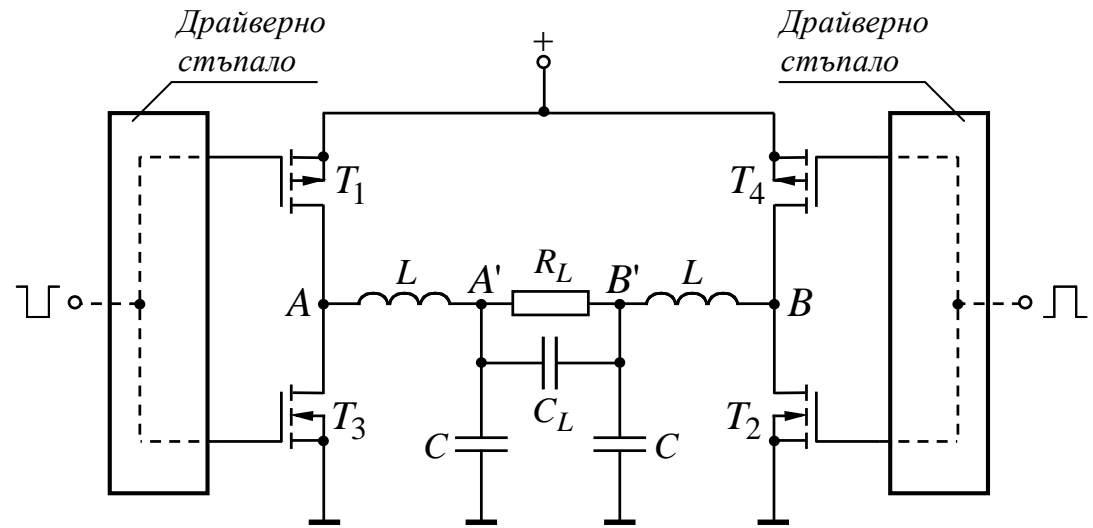
Когато в изхода на мостовата схема се приложи товарно съпротивление $R_L=8\Omega$, то е еквивалентно на две последователно свързани съпротивления със стойности 4Ω . Точката на свързване C на двете съпротивления представлява „**виртуална нула**” или „виртуална маса” в схемата. Това означава, че всеки от усилвателите е натоварен със съпротивление 4Ω .

6.2. Принципни електрически схеми на изходни стъпала за D - усилватели



Фиг. 2. Двухактно стъпало с биполярни транзистори.

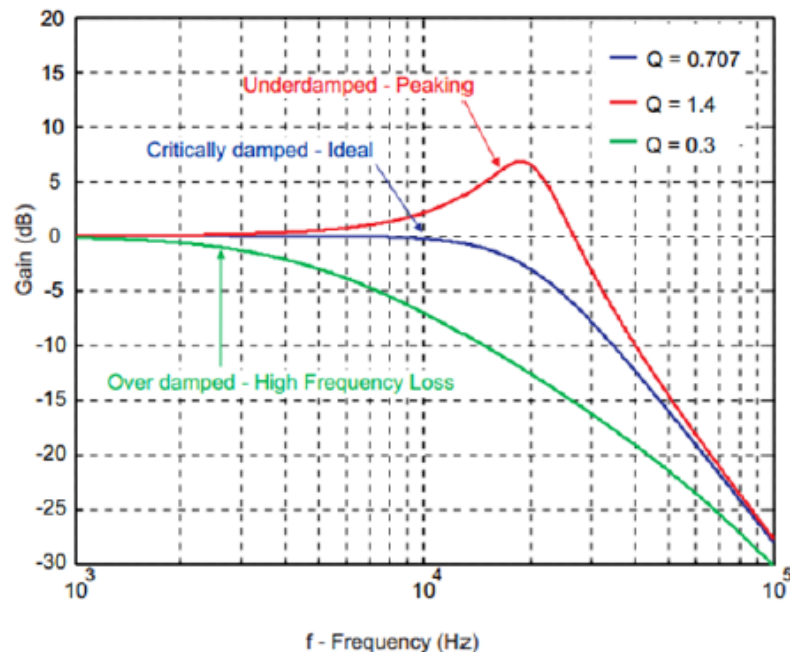
Примерна H-мостова схема на крайно стъпало за D – усилвател е показана на фиг. 3. Всяко едно от рамената на схемата съдържа комплемантарна двойка транзистори, съответно T_1 - T_3 и T_2 - T_4 . В изходите им (точките A и B) са свързани два нискочестотни LC филтъра. Изходното напрежение u_o на схемата се получава между точките A и B . Тогава върху еквивалентния товар R_L и C_L се получава удвоено изходно напрежение $2u_o$. При подаване на отрицателен импулс към T_1 - T_3 и едновременно положителен импулс към T_2 - T_4 , транзисторите T_1 и T_2 са отпушени, а транзисторите T_3 и T_4 са запушени. Тогава през товара протича ток от точката A към точката B . Така се формира положителната полувървна на изходния сигнал. И обратно при T_3 и T_4 отпушени и T_1 и T_2 запушени се получава отрицателната полувървна.



Фиг. 3. H-тип мостово стъпало с комплемантарни MOS транзистори.

7 Нискочестотни LC филтри

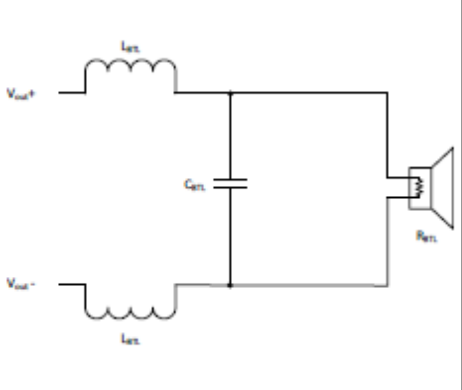
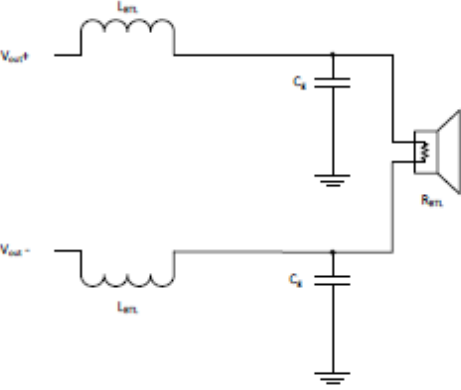
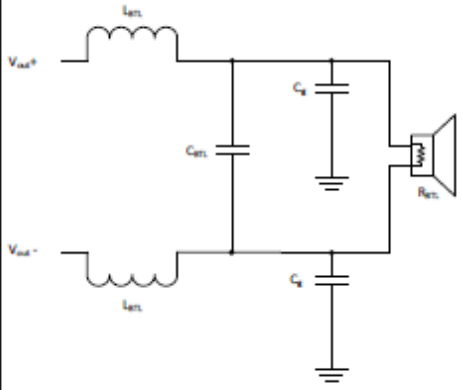
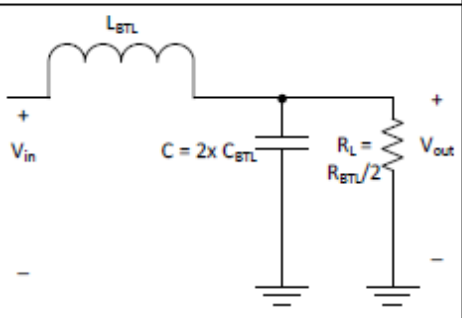
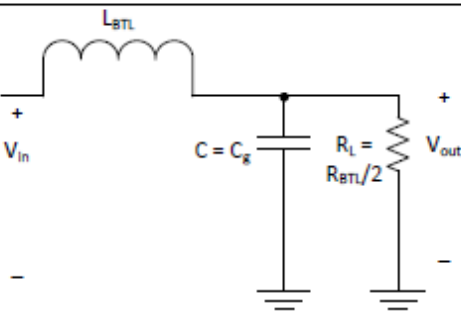
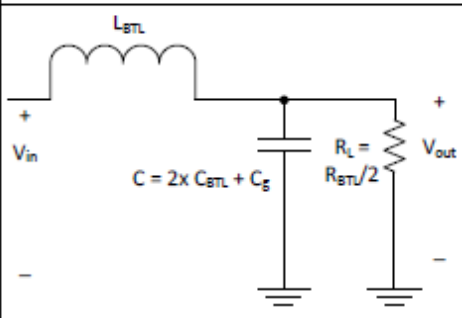
7.1. Принцип на работа



Амплитудно-честотни характеристики на нискочестотен филтър при три стойности на качествения фактор.

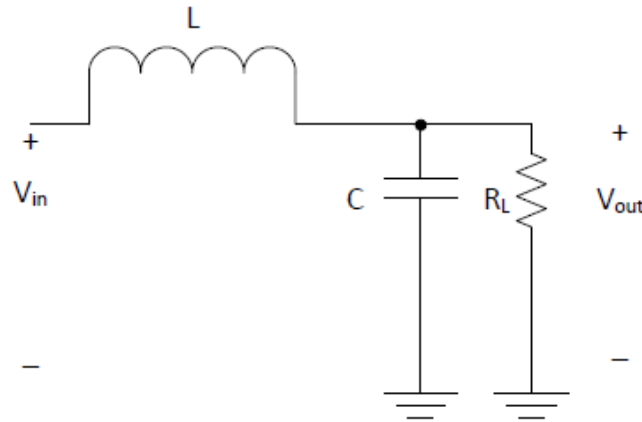
За реализация на НЧФ най-често се използват филтри от втори ред, получени по метода на Бътървурт. При това стремежът е качественият фактор Q да се надвишава 0,707. При използване на НЧФ на Бътървурт АЧХ се получава плоска в лентата на пропускане и монотонно намаляваща в лентата на задържане. Съществено влияние върху формата на АЧХ може да окаже и товара, който в общия случай има комплексен характер. Комплексният характер на товара може да измени качествения фактор (или коефициента на затихване $\xi = 1/2Q$) и оттам формата на АЧХ в лентата на пропускане. Двата основни параметъра при проектиране на нискочестотни филтри от втори ред е високата гранична честота и качественият фактор.

7.2. Схемни варианти на НЧФ за мостово свързване (*BTL Output LC Filter Topologies*)

Class-D BTL Filter Types					
Type-1		Type-2		Hybrid	
					
Type-1 Single-Ended Equivalent		Type-2 Single-Ended Equivalent		Hybrid Single-Ended Equivalent	
					
Class-D Modulation:	AD	Class-D Modulation:	BD or AD (see Section 3.7)	Class-D Modulation:	AD
Filter Type:	Differential	Filter Type:	Common Mode	Filter Type:	Hybrid
C_{BTL} = Differential bridged tied load capacitor C_g = Single-ended capacitor to ground R_{BTL} = Differential load impedance L_{BTL} = Series inductor					

За усилватели клас D съществуват два основни типа филтри в зависимост от структурата на ШИМ модулятора. Първият тип НЧФ е предназначен за модулатори, работещи в клас AD, а вторият тип филтри е основно за модулатори, работещи в клас BD.

7.3. Проектиране на НЧФ за несиметрично свързване на товара (*Single-Ended Filter*)



Фиг. 4. Принципна електрическа схема.

Формули за динамичните параметри на филтъра:

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} - \text{висока гранична честота (англ. cutoff frequency)}$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 - \text{връзка между кръговата и линейната честота в Херца}$$

$$Q = R_L \sqrt{\frac{C}{L}} - \text{качествен фактор (или Q - фактор)}$$

$$\xi = \frac{1}{2Q} = \frac{1}{2R_L \sqrt{\frac{C}{L}}} - \text{коэффициент на затихване (англ. damping ratio)}$$

За НЧФ на Бътървурт с качествен фактор $Q=0,707 \approx 1/(2)^{1/2}$ се получават следните формули за стойностите на L и C :

$$L = \frac{R_L \times \sqrt{2}}{\omega_0}$$

и

$$C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}}$$

8 Предимства и недостатъци на усилвателите – клас *D*

8.1. Предимства на *D* – усилвателите в сравнение с нискочестотните усилватели, работещи в клас *B* и *AB*:

- 1) Голям коефициент на полезно действие, който е независим от управляващото напрежение ($\eta \approx 90...95\%$), т.е. по-добро използване на активните елементи, които работят в ключов режим;
- 2) По-малко отделяне на топлина в изходното стъпало, поради което размерите могат да бъдат по-малки;
- 3) По-малка мощност на захранващия източник на изходното стъпало;
- 4) Възможност за реализация в интегрални схеми с голяма изходна мощност.

8.2. Недостатъци на *D* – усилвателите в сравнение с нискочестотните усилватели, работещи в клас *B* и *AB*:

1. По-големи схемотехнични разходи и по-високи изисквания към мощните транзистори (структурата на един *D* – усилвател е значително по-сложна от структурата на усилвателите, работещи в клас *B* и *AB*);
2. Опасност от излъчване на високочестотни смущения. Тези смущения могат да се потиснат чрез ширмоване, по-грижливо проектиране на масата на печатната платка, допълнително филтриране и по-малко разстояние между усилвателя и товара.

9 Някои особености при проектиране и използване на D – усилватели

1) За да се възстанови първоначалната форма без големи схемотехнични разходи за нискочестотния филтър, честотата на повторения на правоъгълните импулси трябва да е поне 3...5 пъти по-висока от максималната честота на входния сигнал.

2) Крайните транзистори трябва да са с висока транзитна честота и малки времена на превключване. Освен това е възможно краткотрайно късо съединение, което може да възникне, ако запушеният транзистор се включва по-бързо отколкото отпушеният се запушва. Това може да се избегне чрез използване на бързодействащи транзистори и евентуално чрез времево изместване на моментите на включване и изключване.

3) Необходимо е добро капацитивно филтриране на захранващия източник за да се избегнат пикове. Също така използваните индуктивности не бива да достигат магнитно насищане от постоянните или върховите стойности на тока.

4) Параметрите на кондензаторите и бобините използвани за изграждане на демодулатор (НЧФ) трябва да бъдат съобразени с амплитудата на изходния ток и напрежение.

5) При проектиране на печатна платка трябва да се минимизира дължината и кривината на печатните проводници, особено в изходното стъпало, тъй като в общия случай в изходната верига протича голям изходен ток (често с стойности $>1A$) с честота от няколко десетки до няколко стотици кирохерца. Елементите на НЧФ да се монтират на мин. разстояния до изводите на ИС.

6) При оразмеряване на RC елементите за вътрешния импулсен генератор трябва строго да се спазват препоръките в каталожните данни. RC елементите не винаги пряко задават тактовата честота на генератора!

Литература

- A. Sedra, K. Smith, Microelectronic Circuits (Chapter 12. Output Stages and Power Amplifiers, pp. 920-993). New York, Oxford, OXFORD UNIVERSITY PRESS, 2015.
- И. Пандиев, Електронни схеми с операционни усилватели – анализ и проектиране (т. 4.7 (глава 4). Нискочестотни усилватели на мощност, стр. 222-260). София, Издателство на ТУ-София, 2012.
- LC Filter Design. Application Report SLAA701A–October 2016–Revised November 2016, Texas Instruments, 2016.
- D. Self, Audio Power Amplifier Design Handbook, Focal Press is an imprint of Elsevier, 2009.