

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**WILLIAM MENDES FANTINEL**

**PROJETO DE DIPLOMAÇÃO**

**AMPLIFICADOR DE ÁUDIO PWM**

Porto Alegre

2009

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

## **AMPLIFICADOR DE ÁUDIO PWM**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

**ORIENTADOR: Yeddo Braga Blauth**

Porto Alegre  
2009

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

WILLIAM MENDES FANTINEL

## **AMPLIFICADOR DE ÁUDIO PWM**

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_

Prof. Yeddo Braga Blauth, UFRGS

Doutor em Engenharia Elétrica (Universidade Federal de Santa Catarina, UFSC – Florianópolis, Brasil)

Banca Examinadora:

Prof. Yeddo Braga Blauth, UFRGS

Doutor em Engenharia Elétrica (Universidade Federal de Santa Catarina, UFSC – Florianópolis, Brasil)

Prof. Hamilton Duarte Klimach, UFRGS

Doutor em Engenharia Elétrica (Universidade Federal de Santa Catarina, UFSC – Florianópolis, Brasil)

Prof. Tiarajú Vasconcellos Wagner, UFRGS

Mestre em Ciências da Computação (Universidade Federal do Rio Grande do Sul, UFRGS – Porto Alegre, Brasil)

Porto Alegre, dezembro de 2009.

## **DEDICATÓRIA**

À minha esposa Vanessa, pelo apoio incondicional e pela constante motivação.

## **AGRADECIMENTOS**

À Deus.

Ao professor Yeddo Braga Blauth, pela orientação e pelo apoio dado para a conclusão deste trabalho.

Aos pais, pelos esforços realizados para que eu pudesse cursar em uma universidade de qualidade.

À minha esposa Vanessa, que esteve presente nos momentos difíceis sempre me apoiando e motivando.

Aos colegas da UFRGS e da Datacom pelo apoio durante o curso.

## RESUMO

O presente trabalho aborda a análise, o projeto, a implementação e os ensaios de um amplificador de áudio que utiliza modulação por largura de pulsos (PWM), gerada a partir do método conhecido como *One-Cycle Control*. Este amplificador será desenvolvido com a finalidade de atender frequências médias e baixas.

**Palavras-chaves:** Engenharia Elétrica. Eletrônica. Amplificador Classe D. One-Cycle Control.

## **ABSTRACT**

The present report is about the analysis, design, implementation and test of a power audio amplifier, which utilize Pulse Width Modulation (PWM), with a method called One-cycle Control. That amplifier will be developed with the propose to attend medium and low frequency.

**Key Words: Eletrical Engineering. Eletronic. Class D Amplifier. One-Cycle Control.**

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>13</b>
<b>2</b>	<b>CLASSES DE OPERAÇÃO DOS AMPLIFICADORES DE ÁUDIO .....</b>	<b>15</b>
<b>3</b>	<b>MÉTODOS DE GERAÇÃO DOS PADRÕES PWM .....</b>	<b>19</b>
<b>3.1</b>	<b>Comparação com Onda Triangular .....</b>	<b>19</b>
<b>3.2</b>	<b>Modulação Sigma-Delta .....</b>	<b>19</b>
<b>3.3</b>	<b><i>One-Cycle Control</i> .....</b>	<b>20</b>
<b>4</b>	<b>PROJETO DO AMPLIFICADOR DE ÁUDIO PWM .....</b>	<b>22</b>
<b>4.1</b>	<b>Concepção .....</b>	<b>22</b>
<b>4.2</b>	<b>Circuito Completo .....</b>	<b>23</b>
<b>4.3</b>	<b>Circuito Gerador dos Padrões PWM .....</b>	<b>25</b>
<b>4.3.1</b>	<b>Monoestável .....</b>	<b>25</b>
<b>4.3.2</b>	<b>Fonte de corrente e Realimentação CC .....</b>	<b>28</b>
<b>4.3.3</b>	<b><i>Clock</i>.....</b>	<b>31</b>
<b>4.4</b>	<b>Circuito de Potência .....</b>	<b>32</b>
<b>4.4.1</b>	<b>Configuração.....</b>	<b>32</b>
<b>4.4.2</b>	<b>Tempo Morto .....</b>	<b>34</b>
<b>4.5</b>	<b>Filtro de Saída.....</b>	<b>36</b>
<b>4.6</b>	<b>Pré-amplificador.....</b>	<b>39</b>
<b>5</b>	<b>RESULTADOS OBTIDOS.....</b>	<b>42</b>
<b>5.1</b>	<b>Instrumentos Utilizados .....</b>	<b>42</b>
<b>5.2</b>	<b>Ensaio do Circuito Amplificador PWM .....</b>	<b>42</b>
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO.....</b>	<b>53</b>
	<b>BIBLIOGRAFIA .....</b>	<b>54</b>



## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Fig. 2.1: Configuração Classe A .....	15
Fig. 2.2: Configuração Classe B .....	16
Fig. 2.3: Configuração Classe AB .....	17
Fig. 2.4: Sinal Modulante e Modulado por Largura de Pulsos .....	17
Fig. 2.5: Diagrama em Blocos do Amplificador Classe D .....	18
Fig. 3.1: Diagrama de blocos e formas de onda para geração de PWM com onda triangular.....	19
Fig. 3.2: Diagrama em blocos para geração de PWM com modulação Sigma-Delta.....	20
Fig. 3.3: Princípio de funcionamento de <i>One-Cycle Control</i> (OCC) .....	20
Fig. 3.4: Formas de onda para o <i>One-Cycle Control</i> .....	21
Fig. 4.1: Diagrama em blocos simplificado .....	22
Fig. 4.2: Formas de onda do diagrama em blocos simplificado .....	23
Fig. 4.3: Circuito Completo .....	24
Fig. 4.4: Diagrama de funcionamento do circuito gerador dos padrões PWM .....	26
Fig. 4.5: Formas de onda nos pontos $V_X$ e $V_Y$ com LED1 .....	26
Fig. 4.6: Formas de onda nos pontos $V_X$ , $V_Y$ e CK .....	27
Fig. 4.7: Implementação do circuito do Gerador PWM .....	29
Fig. 4.8: Diagrama em blocos da Realimentação CC .....	30
Fig. 4.9: Implementação do circuito de Realimentação CC .....	30
Fig. 4.10: Implementação do circuito de <i>Clock</i> .....	32
Fig. 4.11: Circuito completo do Bloco de Potência .....	33
Fig. 4.12: Modos de funcionamento dos MOSFETs.....	34
Fig. 4.13: Circuito gerador do “tempo morto” .....	35
Fig. 4.14: Formas de ondas do circuito gerador do “tempo morto” .....	36
Fig. 4.15: Implementação do filtro de saída .....	36
Fig. 4.16: Resposta típica para filtro de 2ª ordem .....	38
Fig. 4.17: Implementação do pré-amplificador.....	39
Fig. 5.1: Tensão de onda do gerador de <i>Clock</i> .....	43

<b>Fig. 5.2: Tensões nos pontos CK, <math>V_X</math>, <math>V_Y</math> e <math>V_Z</math> – sem sinal de áudio .....</b>	<b>44</b>
<b>Fig. 5.3: Tensões nos pontos CK, <math>V_X</math>, <math>V_Y</math> e <math>V_Z</math> – com sinal de áudio.....</b>	<b>45</b>
<b>Fig. 5.4: Formas de onda da tensão no pontos <math>V_X</math> e da corrente de saída <math>I_{out}</math>.....</b>	<b>46</b>
<b>Fig. 5.5: Formas de onda das tensões <math>V_G</math>, <math>V_{G1}</math>, <math>V_{G2}</math> e <math>V_A</math>.....</b>	<b>47</b>
<b>Fig. 5.6: Resposta em frequência do circuito completo.....</b>	<b>48</b>
<b>Fig. 5.7: Resposta em frequência do circuito sem o pré-amplificador.....</b>	<b>49</b>
<b>Fig. 5.8: Resposta em frequência do filtro de saída.....</b>	<b>50</b>

## LISTA DE TABELAS

<b>Tab. 5.1: Rendimento do circuito com a variação do sinal de áudio .....</b>	<b>50</b>
<b>Tab. 5.2: THD dos sinais <math>V_x</math> e <math>V_o</math> .....</b>	<b>51</b>

## **LISTA DE ABREVIATURAS**

CI: Circuito Integrado

CMOS: *Complementary Metal Oxide Semiconductor*

DELET: Departamento de Engenharia Elétrica

Hi-Fi: *High Fidelity*

IEEE: *Institute of Electrical and Electronic Engineers*

MOSFET: *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

NMOS: *Negative Metal Oxide Semiconductor*

OCC: *One-Cycle Control*

PMOS: *Metal Oxide Semiconductor*

PWM: *Pulse Width Modulation*

THD: *Total Harmonic Distortion*

UFRGS: Universidade Federal do Rio Grande do Sul

## 1 INTRODUÇÃO

Amplificadores de áudio são circuitos eletrônicos destinados a amplificar (aumentar) sinais da faixa de áudio. São encontrados em todos os equipamentos que produzem som.

A faixa de audição do ser humano está contida nas frequências de 20 Hz até 20kHz – com o envelhecimento, as frequências mais altas são menos percebidas. São chamados Hi-Fi (*High fidelity* – alta fidelidade) os amplificadores de áudio que conseguem operar nessa faixa de frequências, com baixa distorção do sinal de áudio amplificado [1].

Os amplificadores de áudio têm sido cada vez mais utilizados nos mais variados tipos de equipamentos eletrônicos. Além dos dispositivos convencionais, como rádio, TV e aparelhos de som, hoje também são empregados em Cinemas, *Home-Theaters*, *Shows*, etc. Atualmente muitos destes dispositivos são empregados na forma embarcada, ou seja, que operam não somente em local fixo, mas que também são utilizados em andamento – seja em um carro, avião ou pessoalmente com um usuário. São exemplos de implementações embarcadas de amplificadores de áudio os aparelhos auditivos de surdez, dispositivos de áudio para *notebooks* e telefones celulares, além dos sistemas de áudio automotivos [2].

Com os novos conceitos de utilização racional da energia elétrica e dos demais recursos ambientais, é imprescindível buscar projetos que utilizem com eficácia a energia elétrica, evitando-se assim desperdícios. No caso de dispositivos embarcados, buscar-se o melhor rendimento do amplificador de áudio torna-se essencial visto que são alimentados por baterias.

O uso da Modulação por Largura de Pulso – *Pulse Width Modulation* (PWM) na construção de amplificadores de áudio aumenta significativamente seu rendimento. Conseqüentemente os dissipadores de calor, o peso e as dimensões destes projetos são reduzidos consideravelmente [1].

A proposta deste trabalho é analisar, projetar e implementar um amplificador de áudio PWM, com um método que ganhou atenção nos últimos anos, conhecido como *One-Cycle Control* (OCC) [3].

A principal motivação deste trabalho consiste na infinidade de aplicações de amplificadores de áudio da atualidade, buscando-se formas de minimizar perdas no circuito do amplificador e melhorar a qualidade do sinal amplificado.

Para alcançar os objetivos propostos, este trabalho está estruturado em seis capítulos, incluindo este introdutório, conforme indicado a seguir.

No Capítulo 2 é feita uma apresentação das classes de operação possíveis para amplificadores de áudio.

O Capítulo 3 mostra os princípios de funcionamento da Modulação por Largura de Pulsos (PWM) e o método de One-Cycle Control (OCC).

O projeto dos circuitos componentes deste amplificador de áudio estão descritos no capítulo 4.

No Capítulo 5 são apresentados os ensaios realizados e os resultados obtidos.

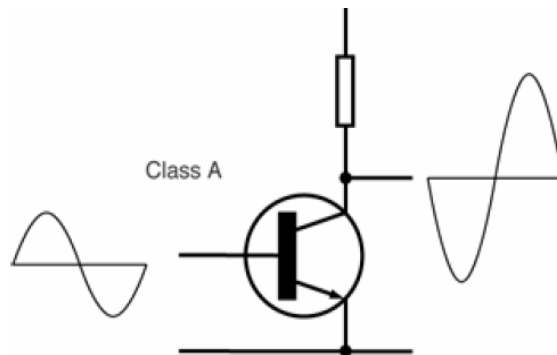
O trabalho encerra-se no Capítulo 6 com as conclusões gerais do estudo realizado.

## 2 CLASSES DE OPERAÇÃO DOS AMPLIFICADORES DE ÁUDIO

Os amplificadores de áudio costumam ser classificados de acordo com a sua “classe de operação”, ou seja, de acordo com a configuração dos transistores de saída. As principais classes de operação são apresentadas a seguir:

- CLASSE A

A Fig. 2.1 mostra a configuração típica de um amplificador classe A.

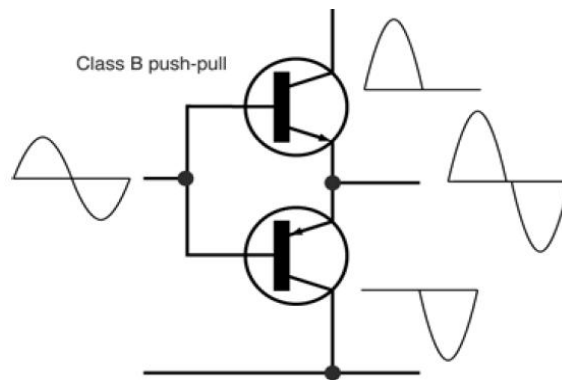


**Fig. 2.1: Configuração Classe A**

Os amplificadores classe A apresentam, teoricamente, a melhor característica de linearidade entre todas, mas também tem o menor rendimento que, idealmente, não passa de 20% a 30%. Isso deve-se ao fato de que os transistores de saída estão sempre em condução, pois existe uma corrente de polarização, constante, com valor no mínimo igual a metade da máxima corrente de carga. Por esta razão são utilizados somente em amplificadores de baixa potência [1], [4].

- CLASSE B

A Fig. 2.2 mostra a configuração típica de um amplificador classe B.



**Fig. 2.2: Configuração Classe B**

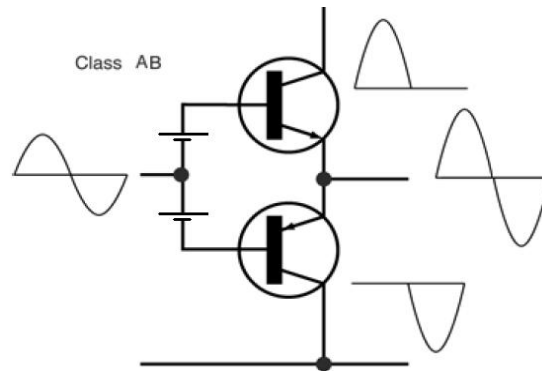
Nota-se a partir da Fig. 2.2 que 2 transistores são utilizados e que cada um conduz durante apenas meio ciclo do sinal de saída. Por esta razão, o rendimento do amplificador de classe B é bem melhor que o do amplificador classe A, ficando em um valor teórico de 78% [4].

Por outro lado, durante a transição da operação de um transistor para outro, há uma interrupção do sinal de saída pois o nível do sinal de entrada não é suficientemente grande para por os transistores em condução. Ocorre a chamada distorção de *crossover*. Para grandes potências esta distorção é relativamente pequena pois o sinal passa a ser muito maior que o nível dos harmônicos gerados; mas à medida que a potência vai diminuindo, a distorção vai ficando proporcionalmente maior [1], [5].

- CLASSE AB

Esta classe de operação é intermediária às classes A e B, e seu circuito típico é mostrado na Fig. 2.3.





**Fig. 2.3: Configuração Classe AB**

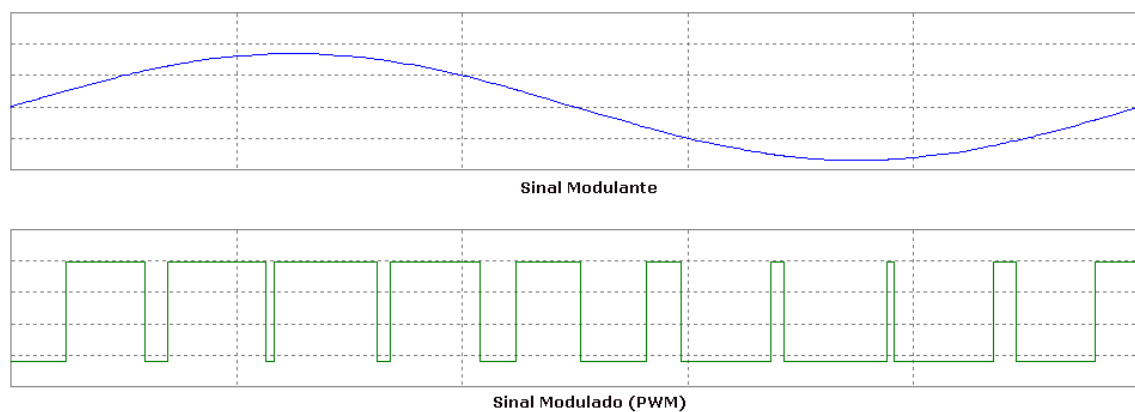
O problema da distorção de *crossover* é resolvido com uma pequena polarização nos transistores de saída e o rendimento fica apenas levemente menor que o da classe B, com um valor teórico de 75%.

Por estas razões, os amplificadores AB foram universalmente utilizados em amplificadores de potência maior. Pelo menos até o advento da era digital [6].

- CLASSE D

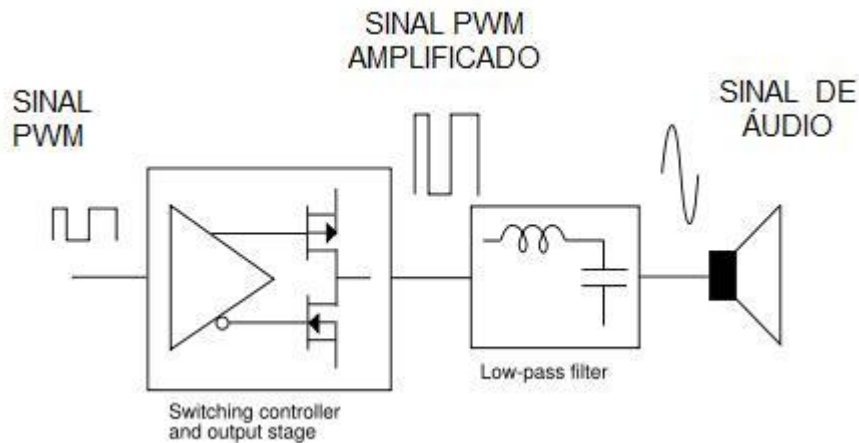
Nos amplificadores classe D o sinal de entrada (áudio) é transformado em uma onda “quadrada” com algum tipo de modulação por largura de pulso (PWM), de acordo com a Fig.

2.4.



**Fig. 2.4: Sinal Modulante e Sinal Modulado por largura de pulsos**

O circuito de saída de um amplificador classe D é representado através de seus blocos principais na Fig. 2.5. Nota-se que o sinal PWM transforma-se novamente em um sinal de áudio após o filtro passa baixas.



**Figura 2.5: Diagrama em blocos do amplificador Classe D**

A grande vantagem dos amplificadores classe D (ou amplificadores PWM) é que os transistores de saída operam ou cortados ou saturados, o que leva a um rendimento teórico de 100% e, na prática, maior do que 90% [4].

Por outro lado, as principais desvantagens dos amplificadores PWM estão associadas ao processo de modulação/demodulação, que introduz harmônicas e, portando, distorções; e à dificuldade tecnológica de gerar as rápidas transições necessárias aos sinais PWM com elevadas potências. Uma análise mais detalhada destes problemas e de suas soluções foge ao escopo deste trabalho mas, simplificada, pode-se afirmar que:

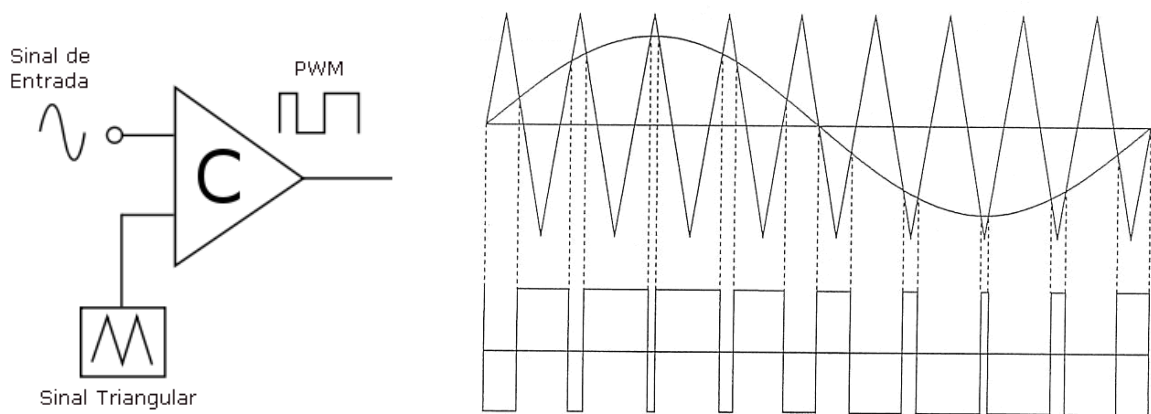
- Para se resolver o problema das harmônicas e distorções, basta utilizar uma frequência de chaveamento 10 vezes maior (ou superior) que a frequência de áudio que se pretende amplificar [3];

- Para se obter rápidas transições no estágio de saída, basta utilizar MOSFETs de potência com um circuito adequado de *gate*[1].

### 3 MÉTODOS DE GERAÇÃO DOS PADRÕES PWM

#### 3.1 COMPARAÇÃO COM ONDA TRIANGULAR

O método mais tradicional de geração de padrões PWM é a partir da comparação de uma onda triangular de frequência elevada com o sinal de áudio. O resultado desta comparação é o sinal PWM, conforme pode ser visto na Fig. 3.4, juntamente com o respectivo diagrama de blocos [7].



**Fig. 3.4: Diagrama de blocos e formas de onda para geração de PWM com onda triangular**

#### 3.2 MODULAÇÃO SIGMA-DELTA

Outra forma de geração de sinais PWM utilizada faz uso de uma técnica de modulação conhecida como Sigma-Delta. Com esta modulação, o sinal de saída é subtraído do sinal de entrada (sinal modulante) para formar um sinal de erro. Este erro é integrado, e quando a integral do erro atinge um dos limites do comparador, o sinal PWM muda de nível. A realimentação que gera o sinal de erro ajustará dinamicamente o sinal de saída, aumentando a linearidade do sistema e diminuindo a Taxa de Distorção Harmônica (THD) [8].

A Fig. 3.5 apresenta o diagrama em blocos do gerador PWM Sigma-Delta.

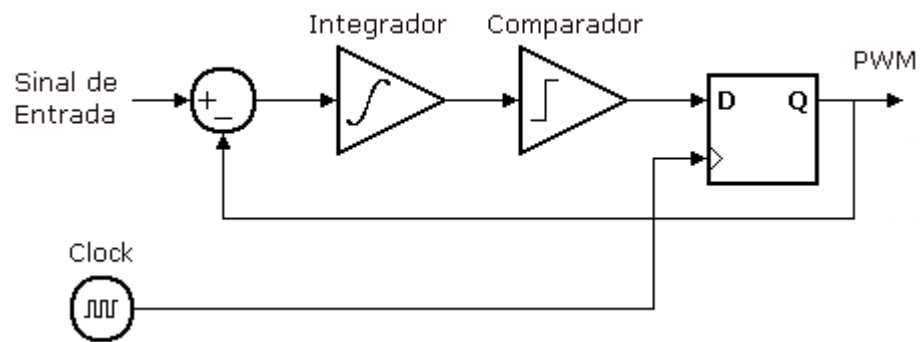


Fig. 3.5: Diagrama em blocos para geração de PWM com modulação Sigma-Delta

### 3.3 ONE-CYCLE CONTROL (OCC)

O método de modulação PWM chamado One-Cycle Control (OCC) foi proposto por Keyue Ma Smedley em 1991. Trata-se de um método onde a geração do sinal PWM é realizada através da modulação com uma onda dente-de-serra.

O princípio de funcionamento de OCC é apresentado na Fig. 3.4 [9].

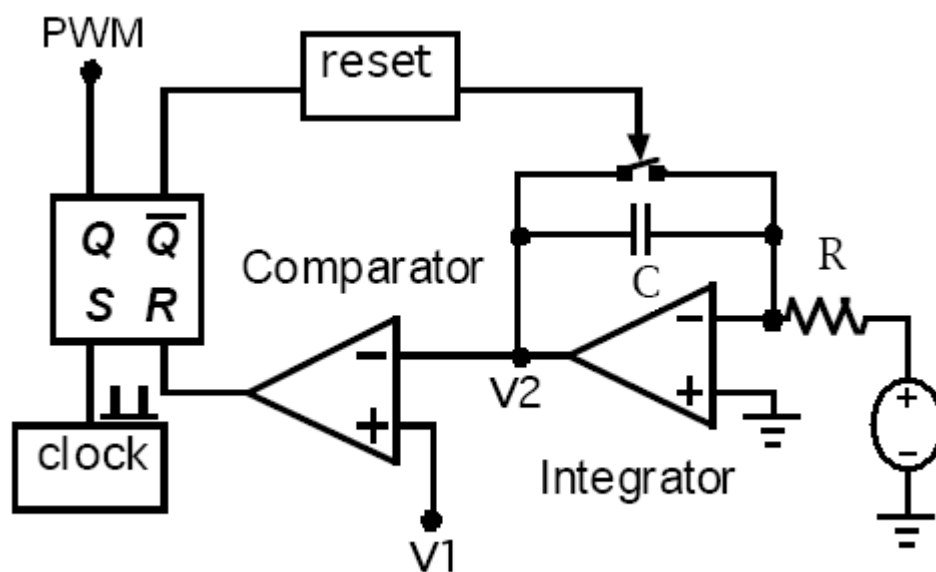
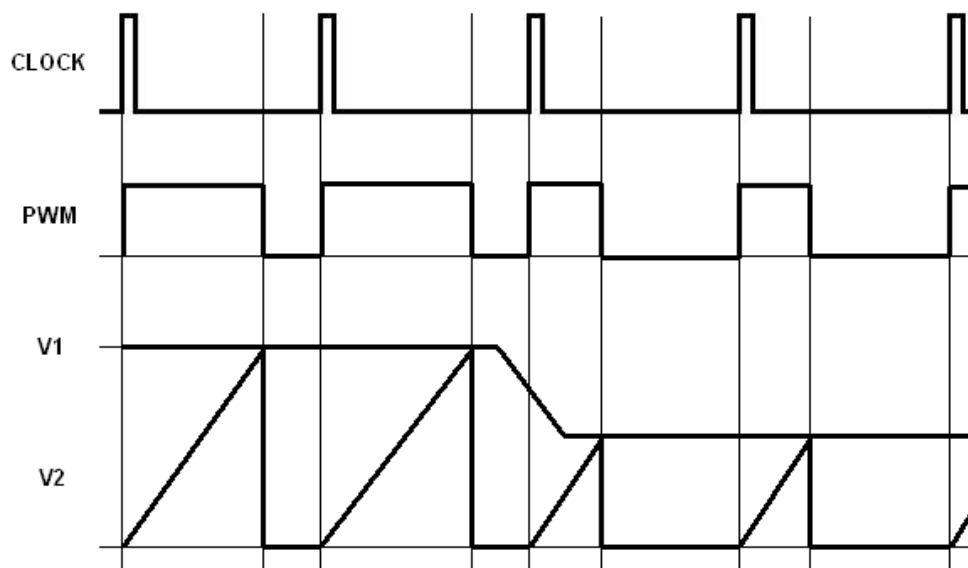


Fig. 3.6: Princípio de funcionamento do One-Cycle Control (OCC)

Um Clock gera um trem de pulsos periódicos que ajusta o Flip-Flop RS ao início de cada ciclo de chaveamento. O sinal V2 na saída do integrador é comparado ao sinal V1. Quando os sinais V1 e V2 atingem a mesma amplitude, o comparador muda o seu estado que, em consequência, reseta o Flip-flop e descarrega o capacitor do integrador. Este processo se repete a cada ciclo de chaveamento. A Fig. 3.7 exemplifica o princípio de funcionamento do *One-Cycle Control* mostrado na da Fig. 3.6.



**Fig. 3.7:** Formas de onda do One-Cycle Control (OCC)

Observa-se da Fig. 3.7 que a diminuição da tensão V1 reduziu proporcionalmente a largura do pulso PWM.

## 4 PROJETO DO AMPLIFICADOR DE ÁUDIO PWM

### 4.1 CONCEPÇÃO

O amplificador de áudio PWM objeto deste trabalho foi implementado a partir do diagrama de blocos simplificado da Fig. 4.1, o qual mostra uma implementação do método de geração dos padrões PWM apresentado no item (3.3) – One-Cycle Control.

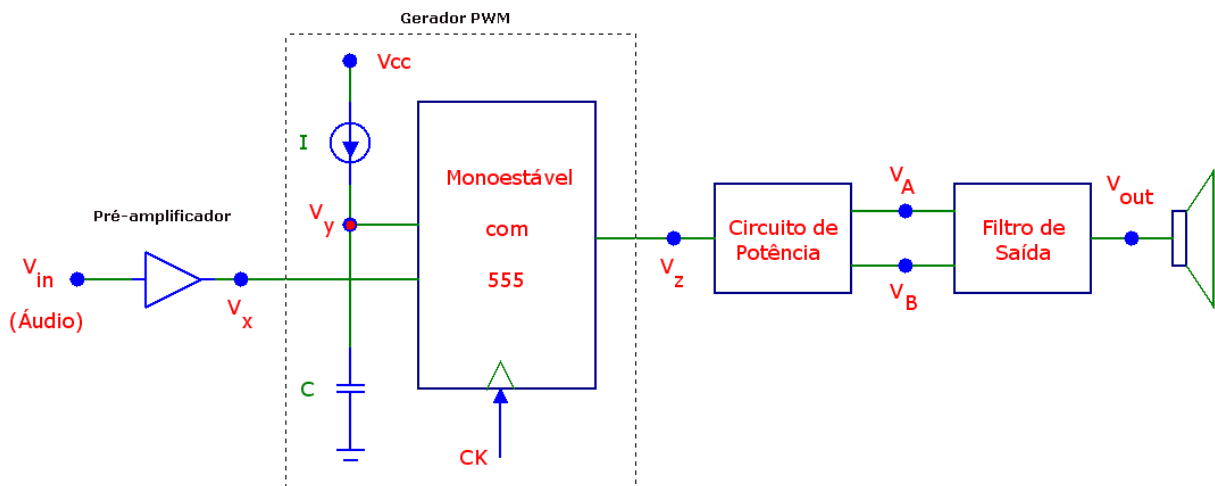
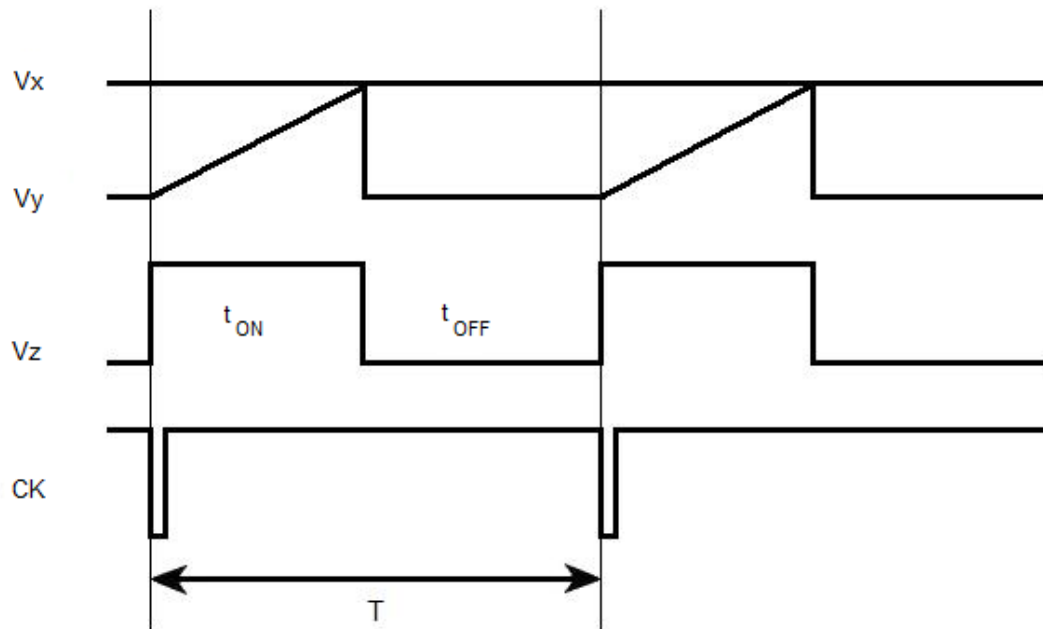


Fig. 4.1: Diagrama em blocos simplificado

O pré-amplificador mostrado na Fig. 4.1 tem 3 funções: adaptar os níveis de tensão AC e DC, e filtrar frequências indesejáveis. A fonte de corrente  $I$ , o capacitor  $C$  e o monoestável formam o gerador dos padrões PWM. Desta forma, o sinal de saída deste bloco ( $V_z$ ) já é um sinal PWM. O bloco de potência transforma o sinal de alta impedância  $V_z$  em um sinal de baixa impedância, possibilitando o fornecimento das correntes necessárias para o alto-falante e o filtro retransforma o sinal PWM no sinal de áudio original, impedindo que a frequência de chaveamento e suas harmônicas alcancem o alto-falante.

As formas de onda do diagrama em blocos simplificado da Fig. 4.1 são apresentadas na Fig. 4.2.



**Fig. 4.2: Formas de onda do diagrama em blocos simplificado**

O sinal de áudio proveniente do pré-amplificador ( $V_X$ ) é o sinal de comparação do monoestável. Quando ocorre um pulso de Clock, a tensão no ponto  $V_Y$  (tensão sobre o capacitor C) começa a aumentar linearmente, até atingir a tensão  $V_X$ . Durante este período, o sinal PWM na saída do monoestável ( $V_Z$ ) fica no nível Alto ( $t_{ON}$ ).

Quando a tensão  $V_Y$  atinge o mesmo valor da tensão  $V_X$ , o flip-flop interno do Circuito Integrado 555 muda de estado, ocasionando a descarga do capacitor C, e mantendo-o assim até o próximo pulso de Clock. Durante este período, o sinal PWM na saída do monoestável ( $V_Z$ ) fica no nível Baixo ( $t_{OFF}$ ).

O ciclo repete-se no período T, quando ocorre um novo pulso de Clock.

## 4.2 CIRCUITO COMPLETO

O circuito concebido para implementar os blocos da Fig. 4.1 e, conseqüentemente, o amplificador PWM, é mostrado na figura 4.3.

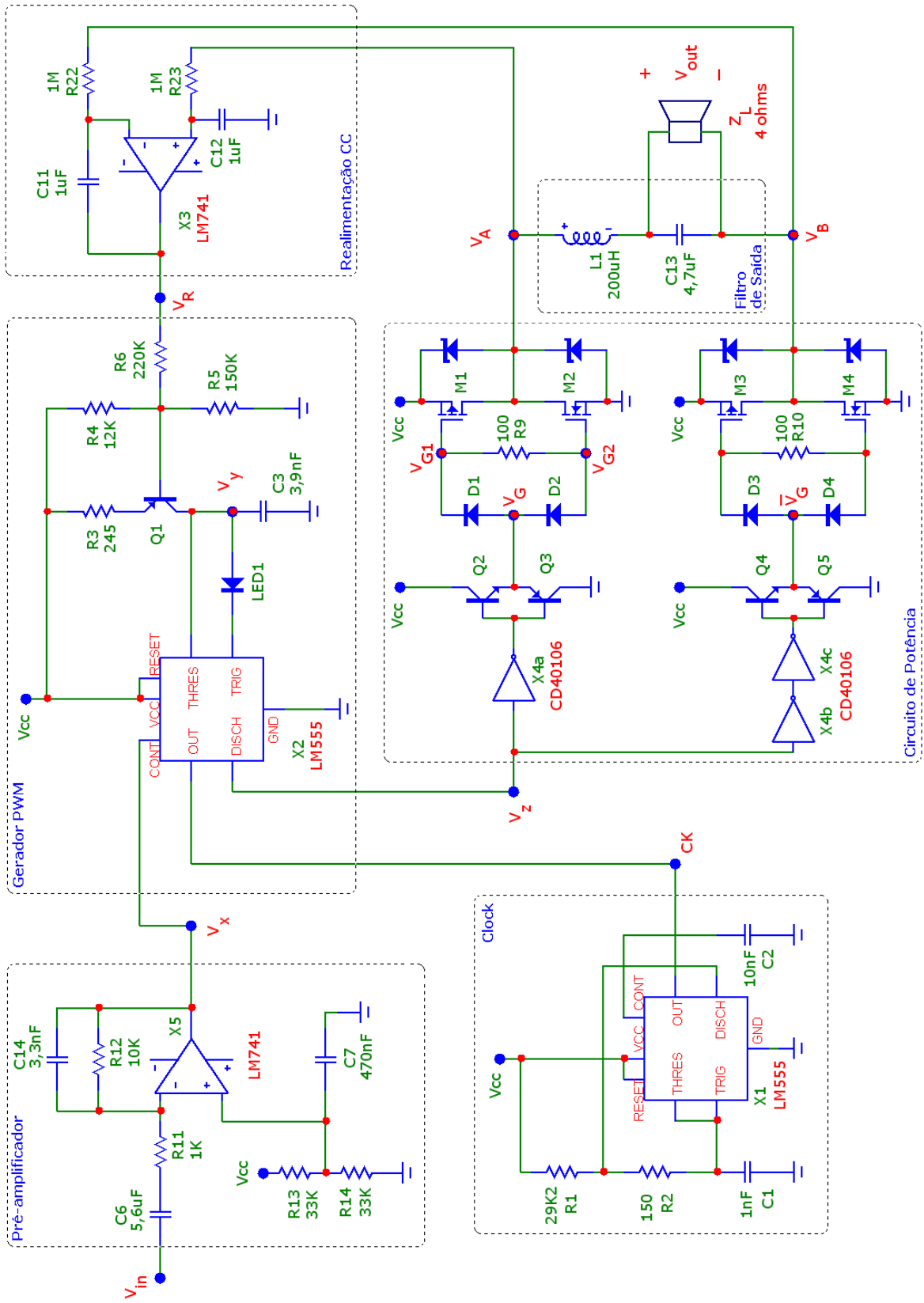


Fig. 4.3: Circuito completo do amplificador de áudio PWM



Nota-se que no circuito completo da Fig. 4.3, apresentado aqui por conveniência, que os blocos da Fig. 4.1 já estão presentes (pré-amplificador, gerador PWM, circuito de potência e filtro). No entanto, as seguintes explicações adicionais são convenientes.

A fonte de corrente I da Fig. 4.1 foi implementada com o transistor Q1. O circuito de realimentação CC foi implementado para estabilizar a fonte de corrente I. E o Clock, que define a frequência de chaveamento do PWM foi implementado com um CI 555 operando no modo astável.

As especificações do circuito são as seguintes:

$V_{CC} = 12 \text{ V}$	(alimentação - bateria de carro)
$Z_L = 4 \Omega$	(impedância do alto-falante)
$F_{CK} = 50 \text{ kHz}$	(frequência do Clock)
$30 \text{ Hz} \leq f_{\text{AUDIO}} \leq 5 \text{ kHz}$	(faixa de frequências de áudio)

Observa-se que, com as especificações de alimentação e da impedância do alto-falante apresentadas, é possível determinar a potência máxima teórica no alto-falante, que é 18 W.

A explicação para os valores dos componentes utilizados serão dadas a seguir.

### 4.3 CIRCUITO GERADOR DOS PADRÕES PWM

#### 4.3.1 MONOESTÁVEL

O diagrama de funcionamento do circuito gerador dos padrões PWM com o CI 555 em configuração monoestável é apresentado na Fig. 4.4, onde observa-se que o princípio de funcionamento do OCC já está devidamente implementado. Portanto, ainda que a técnica OCC tenha recebido crescente atenção nos últimos anos [3], [9], [10], [11], a verdade é que o tradicional Timer 555 opera exatamente da mesma forma [12].

Comparando-se o diagrama de blocos da Fig. 4.1 com o diagrama de funcionamento da Fig. 4.4, verifica-se que foi adicionado um LED (LED1) entre o pino 7 do CI 555 e o

capacitor C3, com o objetivo de que a tensão no capacitor C3 ( $V_Y$ ) não opere no limite inferior da fonte de alimentação. A Fig. 4.5 mostra como ficam as tensões  $V_X$ ,  $V_Y$  e  $V_Z$ .

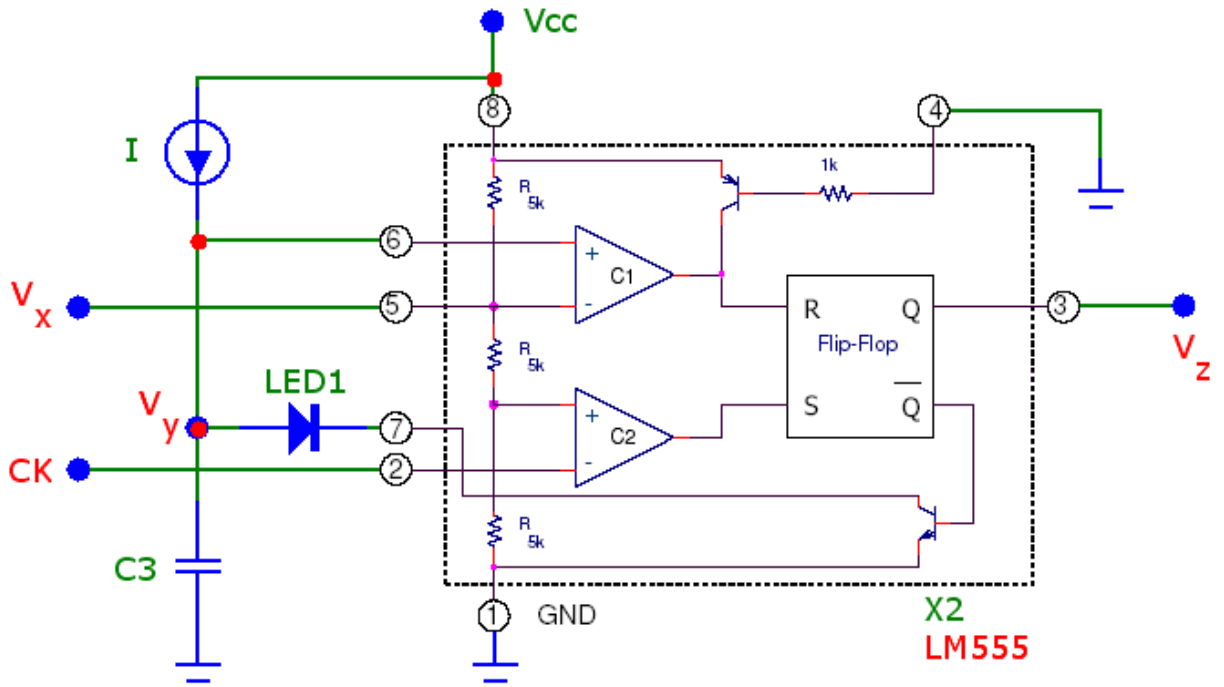


Fig. 4.4: Diagrama de funcionamento do circuito gerador dos padrões PWM

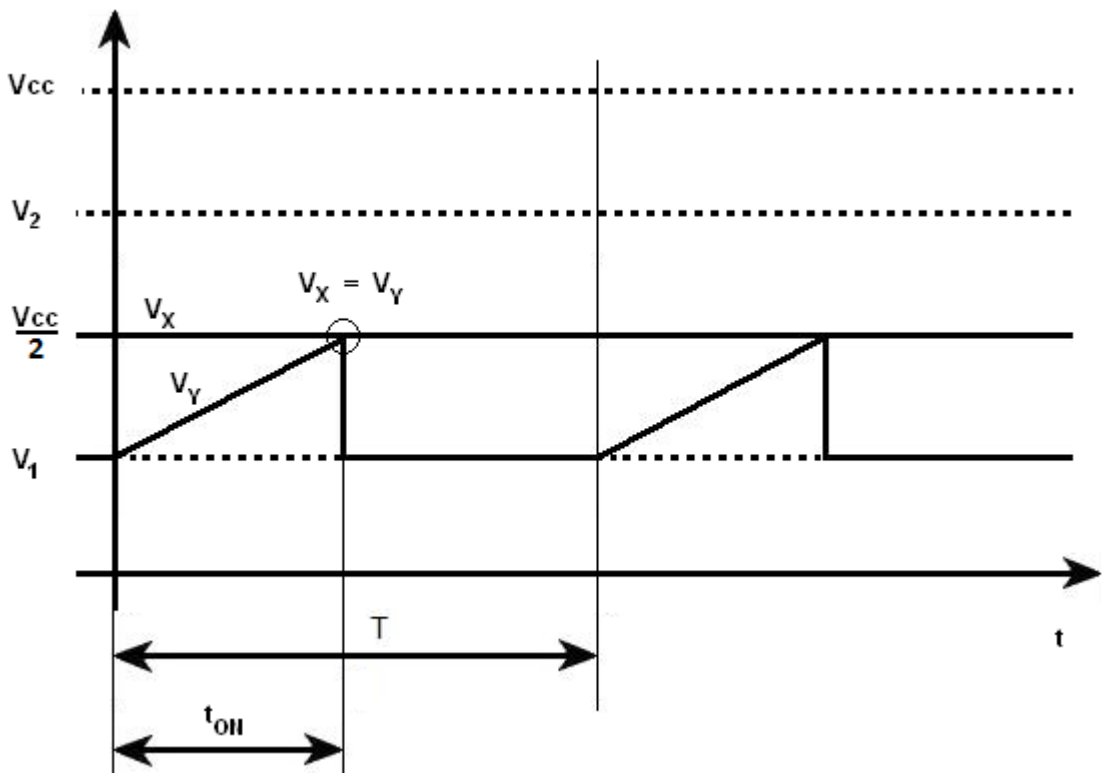


Fig. 4.5: Formas de onda nos pontos  $V_X$  e  $V_Y$  com LED1

A partir da Fig. 4.4 e das formas de onda da Fig. 4.5, conclui-se que o tempo no nível Alto ( $t_{ON}$ ) do sinal PWM  $V_Z$  é dado pela equação (4.1):

$$t_{ON} = \frac{(V_X - V_1) \cdot C3}{I} = \frac{V_X \cdot C3}{I} + K \quad (4.1)$$

Onde  $V_1$  é a tensão de polarização do LED1 e  $K$  é constante. Portanto observa-se que  $t_{ON} \propto V_X$ .

Também nota-se da Fig. 4.5 que a tensão média na saída do CI 555 ( $\overline{V_Z}$ ) é dada pela equação (4.2):

$$\overline{V_Z} = \frac{V_{CC} \cdot t_{ON}}{T} \quad (4.2)$$

Onde observa-se que  $\overline{V_Z} \propto t_{ON} \propto V_X$ .

Portanto, quando a tensão  $V_X$  aumenta, o período  $t_{ON}$  de  $V_Y$  aumenta proporcionalmente. Conseqüentemente, o período  $t_{ON}$  de  $V_Z$  também aumenta na mesma proporção, conforme Fig. 4.6.

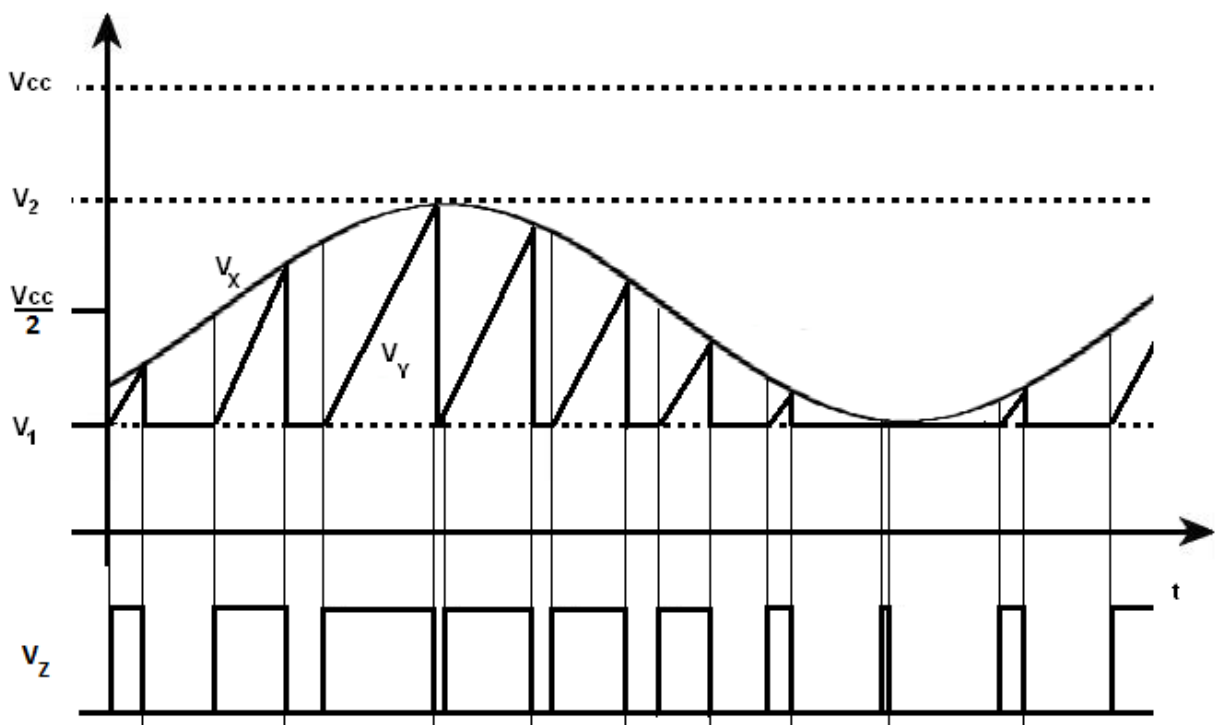


Fig. 4.6: Formas de onda nos pontos  $V_X$ ,  $V_Y$  e  $V_Z$

Nota-se na Fig. 4.6 que a tensão no capacitor C3 ( $V_Y$ ) foi limitada na tensão máxima  $V_2$ . Desta forma mantém-se a simetria da tensão  $V_Y$ , que pode variar de  $V_1$  até  $V_2$ , tendo como ponto central  $V_{CC}/2$ . A tensão  $V_2$  é, portanto,  $V_{CC} - V_1$ . Observa-se também na figura 4.6 que a tensão  $V_X$  deve atuar dentro dos mesmos patamares de  $V_Y$ .

Quando o volume do áudio é nulo (vide Fig. 4.5), duas características são observadas:

- a tensão  $V_X$  é  $V_{CC}/2$ , ou seja, 6 V.
- para a frequência de Clock ( $F_{CK}$ ) de 50 kHz,  $t_{ON}$  será metade do período de Clock ( $T_{CK}$ ), ou seja, 10  $\mu$ s (vide Fig. 4.2).

Medindo-se a tensão de polarização do LED1, foi obtido  $V_1 = 1,9$  V. A corrente  $I$  foi arbitrada em 1,6 mA. Com estes valores e a partir da equação 4.1, conclui-se que o capacitor C3 será:

$$C3 = 3,9 \text{ nF}$$

#### 4.3.2 FONTE DE CORRENTE E CIRCUITO DE REALIMENTAÇÃO CC

A fonte de corrente implementada com o transistor Q1 e uma malha resistiva composta por R3, R4, R5 e R6 é apresentada no circuito da Fig. 4.7.

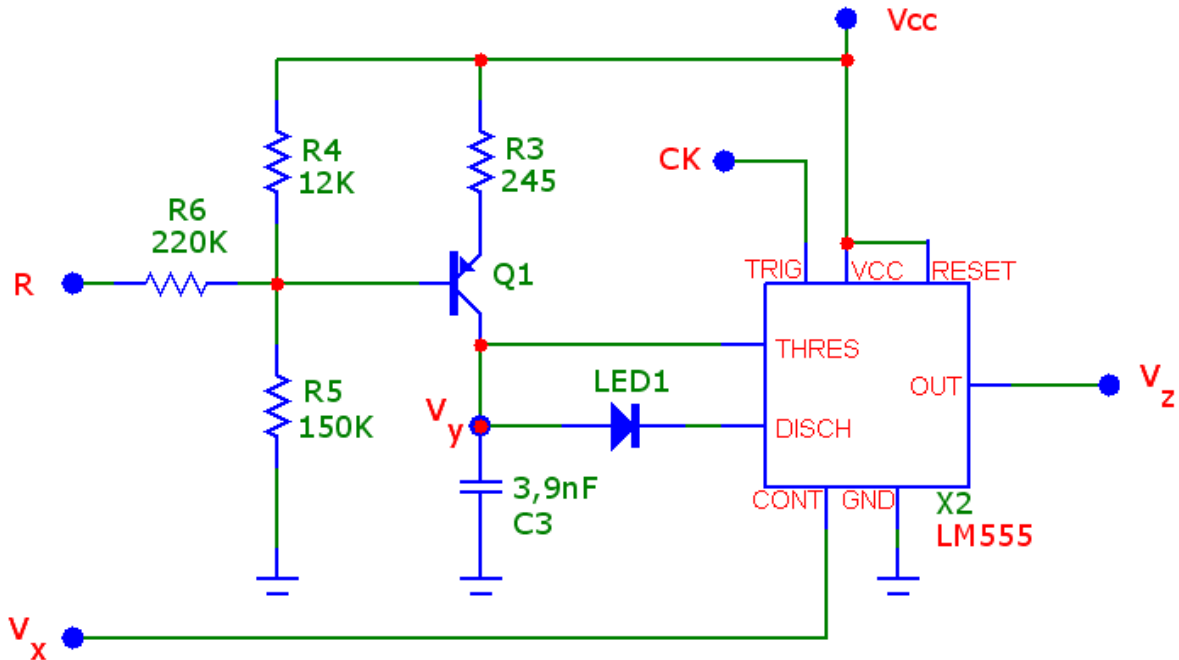


Fig. 4.7: Implementação do circuito do gerador PWM

Após pequeno trabalho algébrico, é possível encontrar a corrente  $I$  fornecida pelo transistor  $Q1$ , dada pela equação (4.3):

$$I(t) = \frac{(V_{CC} - V_{BE}) \cdot \left( \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} \right) - \left( \frac{V_{CC}}{R_4} + \frac{V_R}{R_6} \right)}{R_3 \cdot \left( \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} + \frac{1}{R_6} \right) + \frac{1}{H_{FE}}} \quad (4.3)$$

A malha resistiva é calculada de forma que a corrente desejada de 1,6 mA seja obtida quando a tensão  $V_R$  for igual a  $V_{CC}/2$ . A partir da equação (4.3), obtém-se os valores dos resistores  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$  e  $R_6$ :

$$R_3 = 245 \, \Omega$$

$$R_4 = 12 \, \text{k}\Omega$$

$$R_5 = 150 \, \text{k}\Omega$$

$$R_6 = 220 \, \text{k}\Omega$$

Onde  $245 \, \Omega$  é obtido com  $2,7 \, \text{k}\Omega // 27 \, \text{k}\Omega$ .

Nota-se da equação (4.3) que a fonte de corrente  $I$  apresentada na Fig 4.4 é sensível à fatores como a variação da temperatura, variações da fonte de alimentação e com o tempo de

vida do circuito. Além disso, os componentes eletrônicos não são ideais; cada um destes componentes possui uma tolerância associada.

A fonte de corrente  $I$  deve ser ajustada de forma que as tensões de saída do circuito de potência  $\overline{V_A} = \overline{V_B} = V_{cc}/2$  (vide circuito completo – Fig. 4.3), de forma que a corrente no alto-falante seja nula, quando o volume do áudio for também nulo. Como este ajuste se mostrou consideravelmente sensível, decidiu-se montar um circuito realimentado que o garantisse. A idéia básica pode ser compreendida a partir do diagrama de blocos mostrado na Fig. 4.8.

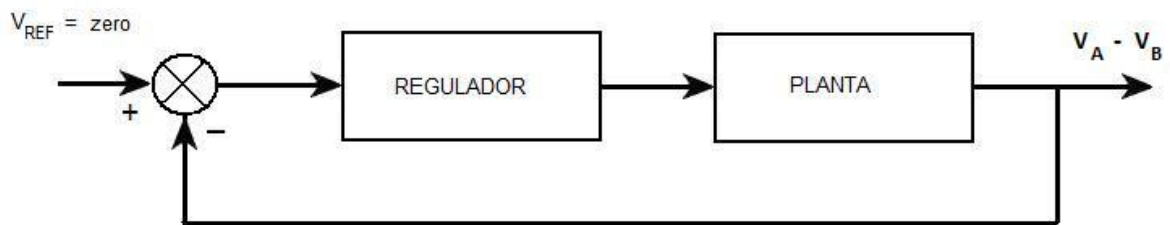


Fig. 4.8: Diagrama em blocos da Realimentação CC

Decidiu-se utilizar um regulador do tipo PI (Proporcional-Integral) para que o erro em regime permanente fosse zero, ou seja, para que de fato se garantisse  $\overline{V_A} = \overline{V_B}$ . O circuito utilizado pode ser visto na Fig. 4.9.

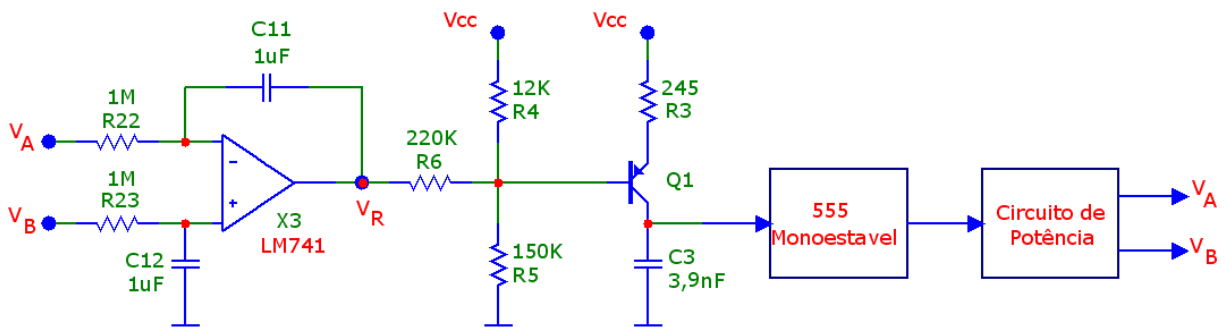


Fig. 4.9: Implementação do circuito de Realimentação CC

### 4.3.3 CLOCK

O circuito gerador de *Clock* foi implementado usando o circuito integrado CI 555 em modo astável. Nesta configuração, o CI 555 opera como um oscilador independente, capaz de gerar pulsos precisos em frequência determinada.

Os tempos Alto e Baixo dos pulsos gerados no circuito astável, assim como a frequência de oscilação  $F_{CK}$  do circuito são dados por [13]:

$$\text{Carga: } t_{ALTO} = 0,693 \cdot (R1 + R2) \cdot C \quad (4.4)$$

$$\text{Descarga: } t_{BAIXO} = 0,693 \cdot R2 \cdot C \quad (4.5)$$

$$\text{Frequência do } Clock: \quad F_{CK} = \frac{1,44}{(R1 + 2 \cdot R2) \cdot C1} \quad (4.6)$$

Devido ao acionamento do monoestável, é necessário que os os pulsos resultantes do astável sejam bem estreitos no período de  $t_{BAIXO}$ . Definiu-se  $t_{ALTO} = 20 \mu s$  e  $t_{BAIXO} = 100 ns$ . Então, a partir das equações (4.4) e (4.5), e arbitrando-se  $C1 = 1 nF$ , encontra-se:  $R1 = 28,7 k\Omega$  e  $R2 = 144,3 \Omega$ . Ajustando-se  $R1 = 29,2 k\Omega$  ( $27 k\Omega + 2,2 k\Omega$ ) e  $R2 = 150 \Omega$  (valores comerciais), são obtidos:

$$t_{ALTO} = 20,3 \mu s$$

$$t_{BAIXO} = 104 ns$$

$$F_{CK} = 48,8 kHz$$

Nota-se que os valores encontrados são muito próximos dos valores inicialmente buscados, portanto são satisfatórios.

A implementação deste bloco é apresentada pela Fig. 4.10.

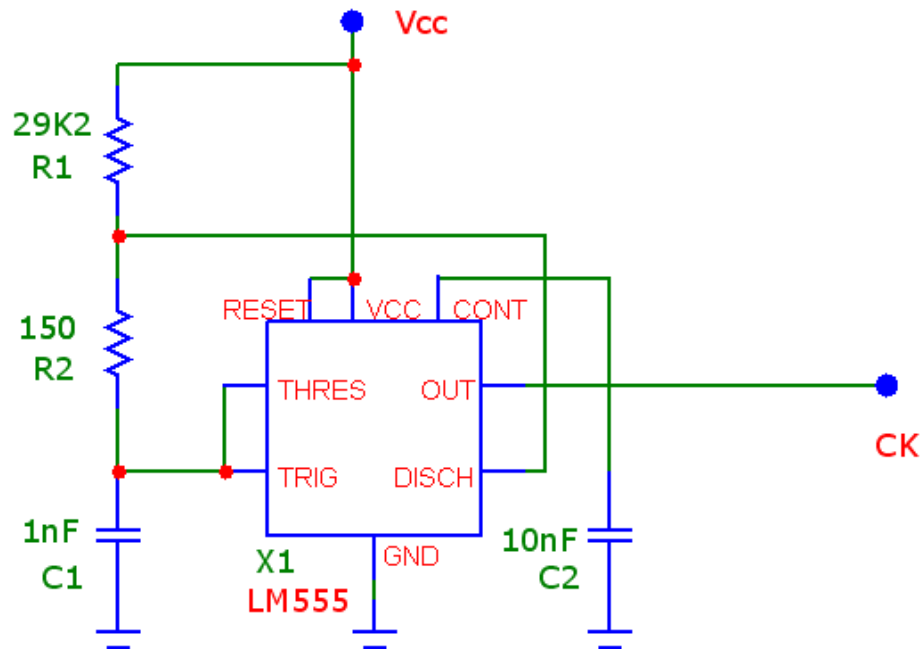


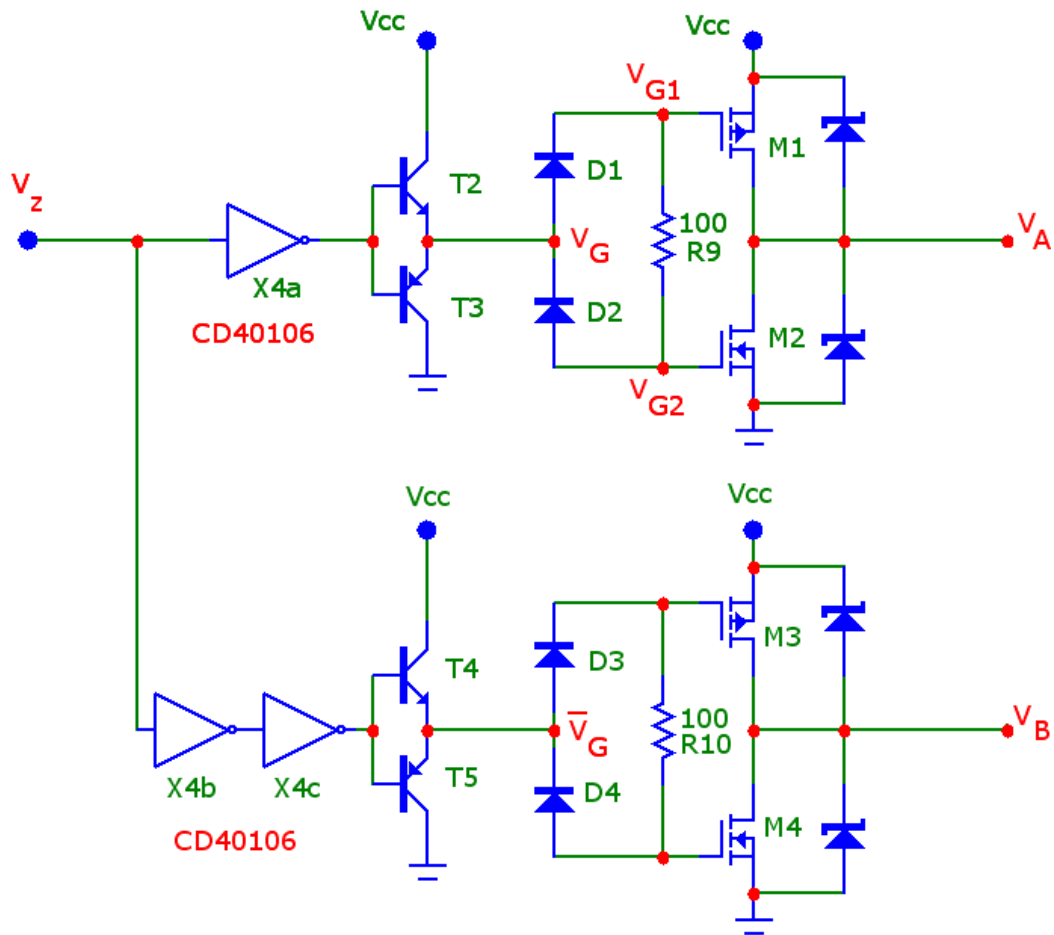
Figura 4.10: Implementação do circuito de Clock

## 4.4 CIRCUITO DE POTÊNCIA

### 4.4.1 CONFIGURAÇÃO

O circuito de potência, como dito no ítem 4.1, transforma o sinal de alta impedância  $V_Z$  em um sinal de baixa impedância, possibilitando o fornecimento das correntes necessárias para o alto-falante. Para esta implementação, são utilizados quatro transistores MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) – dois PMOS (M1 e M3) e dois NMOS (M2 e M4) - em configuração complementar, conforme pode ser visto na figura 4.11. Nesta topologia, o sinal de saída é invertido em relação à entrada, pois o circuito é um inversor CMOS típico, como usado em portas lógicas [14]. Quando a tensão  $V_Z$  está em nível Alto, o transistor PMOS M1 satura (com resistência Dreno-*Source* extremamente baixa) e o transistor NMOS M2 está em corte (com resistência Dreno-*Source* extremamente alta); analogamente, para a tensão  $V_Z$  em nível Baixo, ocorre o inverso [15], [16].





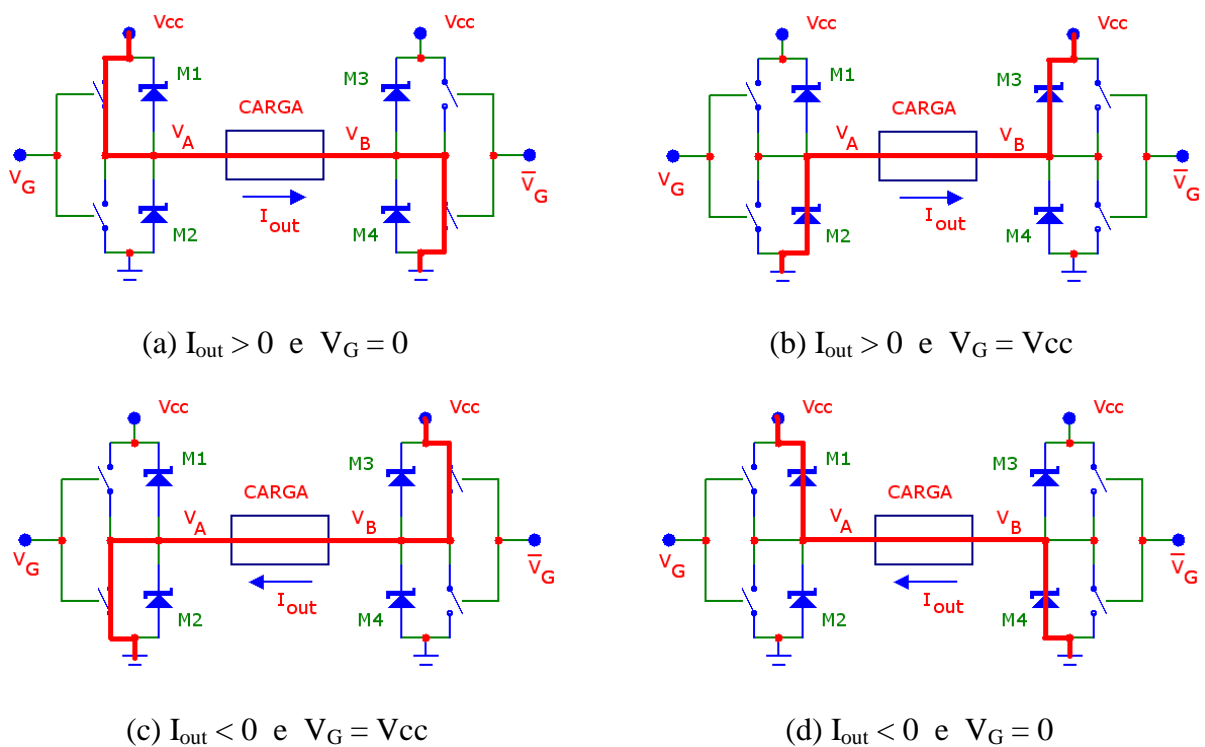
**Figura 4.11: Circuito completo do bloco de potência**

O CI CD40106 Inversor *Schmitt-Trigger* (X4b) é utilizado para realizar a inversão do sinal  $V_Z$ , necessário para o funcionamento da Ponte-Completa. Assim, de forma inversa ao que ocorre no outro bloco, quando a tensão  $V_Z$  está em nível Alto, o transistor NMOS M4 satura (com resistência Dreno-Source extremamente baixa) e o transistor NMOS M3 está em corte (com resistência Dreno-Source extremamente alta); analogamente, para a tensão  $V_Z$  em nível Baixo, ocorre o inverso. Para manter a simetria dos dois blocos de potência, garantindo-se a mesma impedância e mesmo funcionamento, utilizou-se mais dois inversores (X4a e X4c).

Os transistores bipolares T2, T4 (BC548) e T3, T5 (BC558), também em configuração complementar, têm a função de diminuir a impedância e aumentar a capacidade de fornecer

corrente aos *Gates* dos MOSFETs, possibilitando que os MOSFETs tenham transições rápidas, o que faz com que o funcionamento do amplificador seja mais ideal, esquentando menos.

A figura 4.13 apresenta os MOSFETs representados como chaves para demonstrar os modos de funcionamento, conforme os sinais mostrados na figura 4.12. Observa-se que este circuito apresenta 4 modos de funcionamento.



**Figura 4.12: Modos de funcionamento dos MOSFETs**

#### 4.4.2 TEMPO MORTO

Se os *Gates* dos MOSFETs fossem conectados juntos, quando as tensões nos pontos  $V_G$  e  $\bar{V}_G$  estivessem na faixa entre 4V ou 4,5V e 7,5V ou 8V, os dois MOSFETs de cada par complementar conduziriam ao mesmo tempo, ocasionando um curto-circuito. Como ocorrem

aproximadamente 100.000 transições por segundo, tais curtos gerariam um sobreaquecimento inaceitável. A inclusão de um “tempo morto” evita que ocorra este problema.

A Fig. 4.13 mostra o circuito que gera o tempo morto e a Fig. 4.14 mostra suas respectivas formas de ondas. Quando ocorre uma borda de subida na tensão  $V_G$  (instante  $t_1$ ), a tensão  $V_{G1}$  vai rapidamente para  $V_{cc}$ , através do diodo  $D1$  e a tensão  $V_{G2}$  vai mais lentamente para  $V_{cc}$  através da malha constituída pelo diodo  $D1$ , o resistor  $R9$  e a capacitância de entrada do MOSFET  $M2$ , que foi chamada de  $C_{M2}$ . Desta forma, o MOSFET  $M1$  desliga em  $t_1$ , enquanto que o MOSFET  $M2$  liga um pouco depois (algo em torno de 300 ns), em  $t_2$ . Analogamente em  $t_3$ , ocorre o mesmo processo para a borda de descida do sinal PWM.

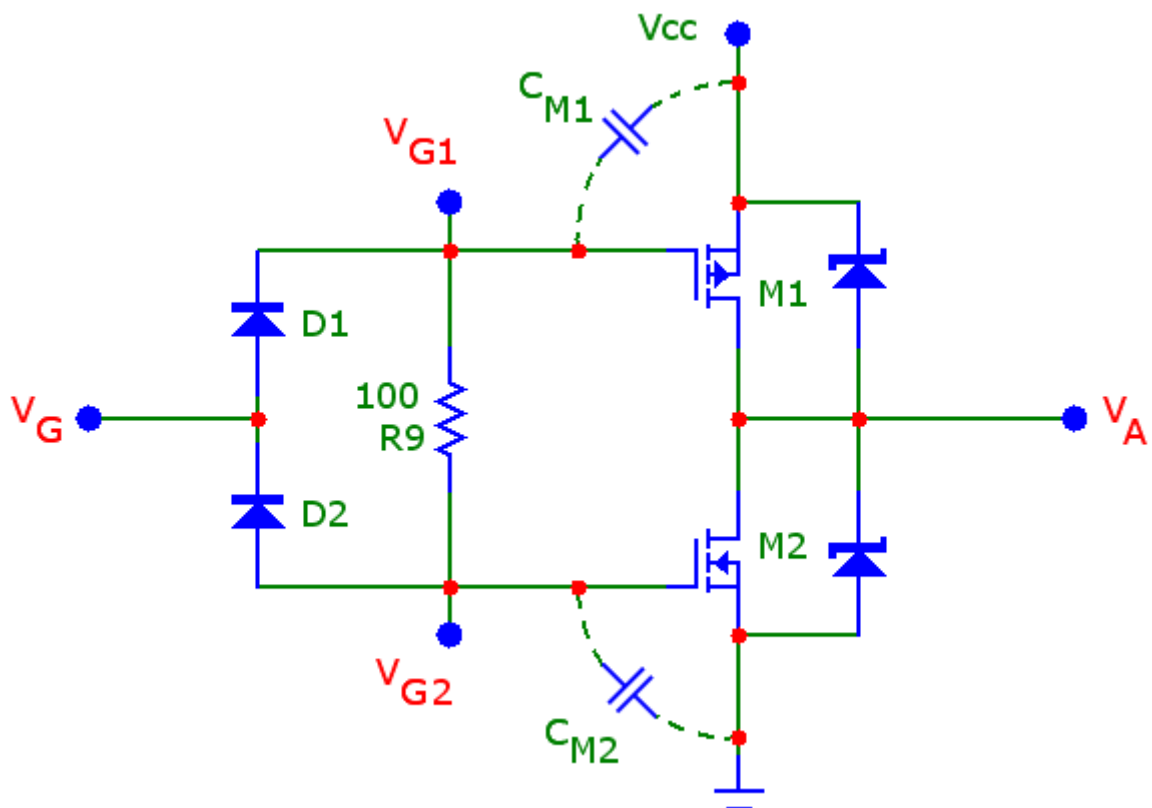


Figura 4.13: Circuito gerador do “tempo morto”

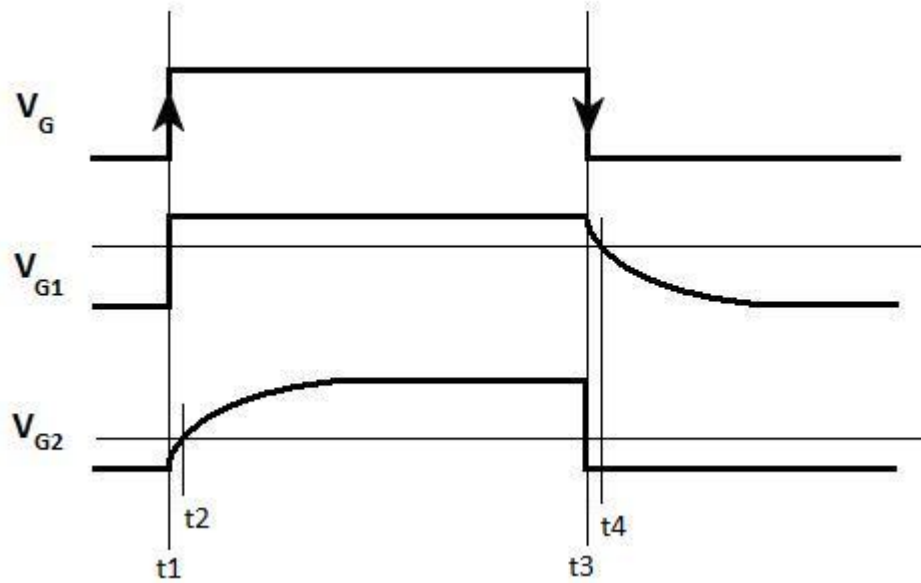


Figura 4.14: Formas de onda teóricas do circuito gerador do “tempo morto”

O tempo morto é dado por  $t_{\text{MORTO}} = t_2 - t_1 = t_4 - t_3$ , conforme pode ser observado na Fig. 4.14.

#### 4.5 FILTRO DE SAÍDA

O filtro de saída foi implementado com um filtro passa-baixas passivo de 2ª ordem, de acordo com Fig. 4.15.

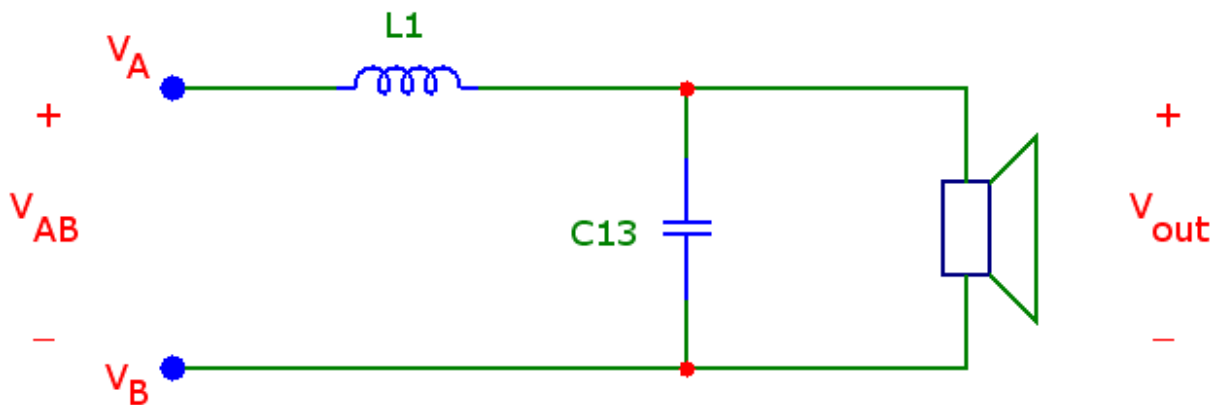


Figura 4.15: Implementação do filtro de saída

Considerando-se que a impedância do alto-falante é puramente resistiva ( $R_L$ ), a função de transferência do filtro é dada por (4.6):

$$\frac{V_{AB}}{V_{out}} = \frac{1}{1 + j\omega \left(\frac{L1}{R_L}\right) - \omega^2(L1 \cdot C13)} \quad (4.6)$$

Comparando-se a equação (4.6) com a função de transferência padrão para funções do 2º grau (4.7) [17], conclui-se que a frequência de corte  $f_n$  e o fator de amortecimento  $\zeta$  são dados respectivamente pelas equações (4.8) e (4.9):

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + j\omega \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right) - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \quad (4.7)$$

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L1 \cdot C13}} \quad (4.8)$$

$$\zeta = \frac{1}{2 \cdot R_L} \sqrt{\frac{L1}{C13}} \quad (4.9)$$

A função de transferência expressa pela equação 4.7 possui a resposta típica apresentada na Fig. 4.17 [18].

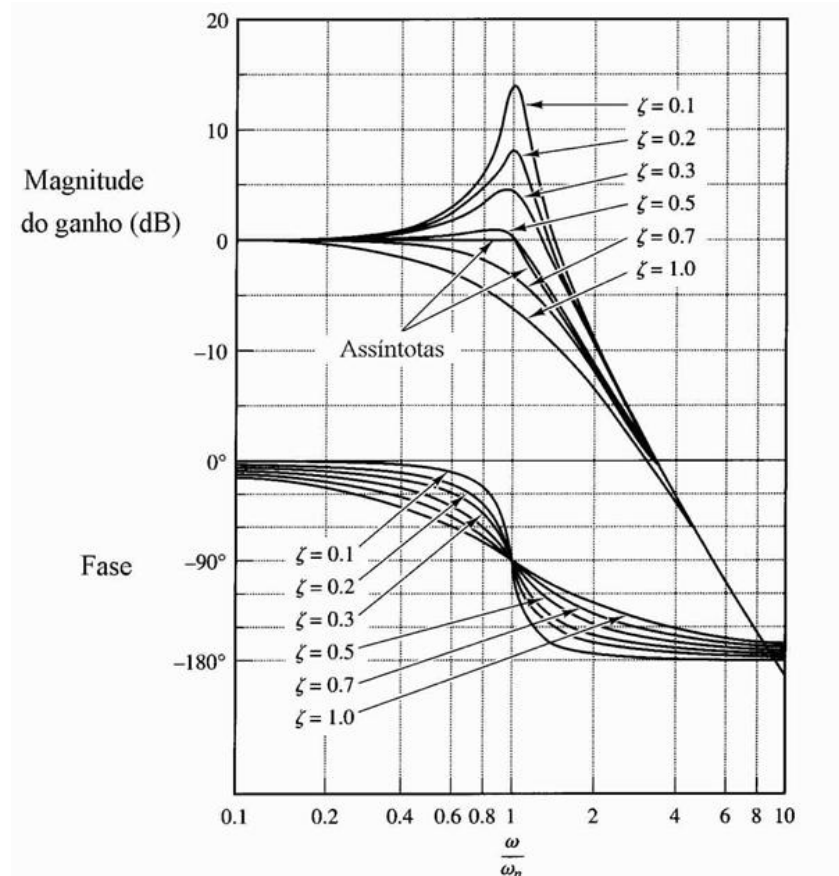


Fig. 4.17: Resposta típica para filtro de 2ª ordem

Fazendo-se  $\zeta = 0,7$  (que é o fator de amortecimento que gera a resposta mais plana possível),  $f_n = 5$  kHz (que é 10 vezes menor que a frequência de chaveamento  $F_{CK} = 50$  kHz) e com um alto-falante de  $4 \Omega$ , obtém-se, a partir das equações (4.8) e (4.9) os seguintes valores:  $L1 = 180 \mu\text{H}$  e  $C13 = 5,6 \mu\text{F}$ .

Foi utilizado um indutor  $L1 = 200 \mu\text{H}$  e um capacitor  $C13 = 4,7 \mu\text{F}$  (componentes eletrônicos disponíveis no laboratório LEPACE). Para estes componentes, os novos valores de  $f_n$  e  $\xi$  ficam:

$$f_n = 5,19 \text{ kHz}$$

$$\xi = 0,815$$

Nota-se que os valores encontrados são muito próximos dos valores inicialmente buscados, portanto são satisfatórios.

#### 4.6 PRÉ-AMPLIFICADOR

O circuito pré-amplificado foi implementado com um amplificador operacional projetado para funcionar como um filtro passa-faixas, conforme mostra a Fig. 4.18.

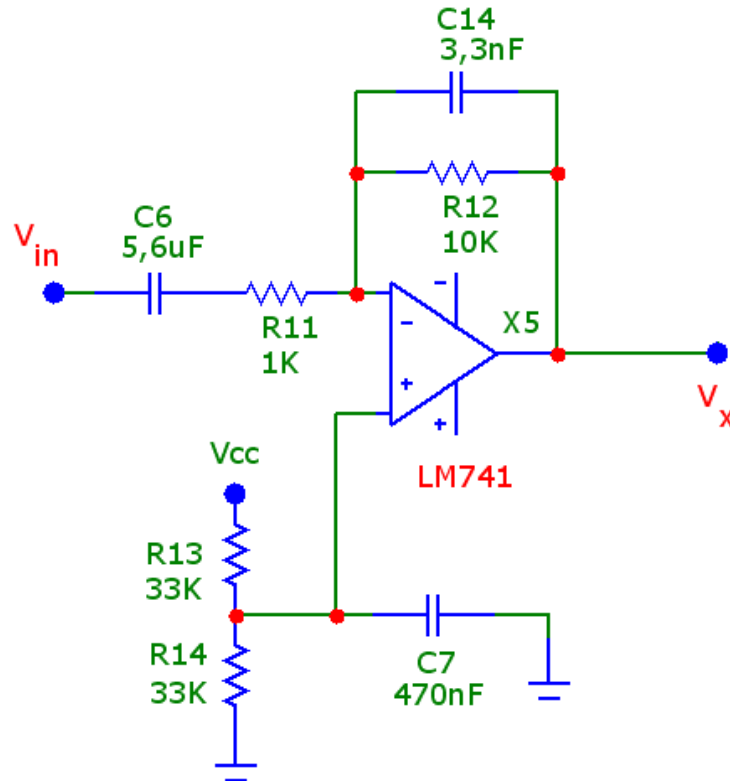


Fig. 4.18: Implementação do circuito Pré-amplificador

A função de transferência do circuito da Fig. 4.18 é dada pela equação (4.9).

$$\frac{V_x}{V_{in}} = -j\omega \cdot R12 \cdot C6 \cdot \left( \frac{1}{1 + j\omega \cdot R12 \cdot C14} \right) \cdot \left( \frac{1}{1 + j\omega \cdot C6 \cdot R11} \right) \quad (4.9)$$

Pode-se analisar o filtro passa-faixas como sendo composto por dois filtros, um passa-altas composto por C6 e R11 e um passa-baixas composto por C14 e R12, ambos de 1ª ordem. Nota-se, portanto, a existência de 2 pólos que podem ser calculados à partir da função de transferência padrão para a função do 1º grau (4.10) [17], resultando nas 2 frequências de corte dadas respectivamente pelas equações (4.11) e (4.12):

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 + j\omega \left(\frac{1}{\omega_n}\right)} \quad (4.10)$$

$$f_{c1} = \frac{\omega_{n1}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot R12 \cdot C14} \quad (4.11)$$

$$f_{c2} = \frac{\omega_{n2}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot R11 \cdot C6} \quad (4.12)$$

O Ganho  $G$  do filtro é dado por (4.13):

$$G = - \frac{R12}{R11} \quad (4.13)$$

Como a tensão  $V_X$  de saída do pré-amplificador deve atuar dentro da faixa que vai de  $V_1$  até  $V_2$  (vide ítem 4.3.1 e Fig. 4.6), ou seja, entre 1,9 V e 10,1 V, conclui-se que  $G = -10$  é suficiente para pré-amplificar o áudio de um MP3 *player* (que foi o gerador de áudio utilizado para testes) – que gera tensão em torno de 500 mV<sub>p</sub>. Assim, obtém-se os resistores R11 e R12:

$$R11 = 1 \text{ K}\Omega$$

$$R12 = 10 \text{ K}\Omega$$

Fazendo-se o pólo  $f_{c2} = 30$  Hz (filtra-se os sinais de áudio de frequência inferior a 30Hz) e o pólo  $f_{c1} = 5$  kHz (filtra-se os sinais de áudio de frequência superior a 5 kHz) e com  $G = -10$ , a partir das equações (4.11) e (4.12) obtém-se os capacitores  $C6 = 5,3 \mu\text{F}$  e  $C14 = 3,2 \text{ nF}$ . Recalculando  $f_{c1}$  e  $f_{c2}$  para  $C6 = 5,6 \mu\text{F}$  e  $C14 = 3,3 \text{ nF}$  (capacitores de valor comercial), são obtidos:

$$f_{c1} = 28,4 \text{ Hz}$$

$$f_{c2} = 4825 \text{ Hz}$$



Nota-se que os valores encontrados são muito próximos dos valores inicialmente buscados, portanto são satisfatórios.

Os resistores R13 e R14 garantem que a tensão  $V_X$  esteja centrada em  $V_{cc}/2$ . O capacitor C7 tem a função de eliminar ruídos.

## 5 RESULTADOS OBTIDOS

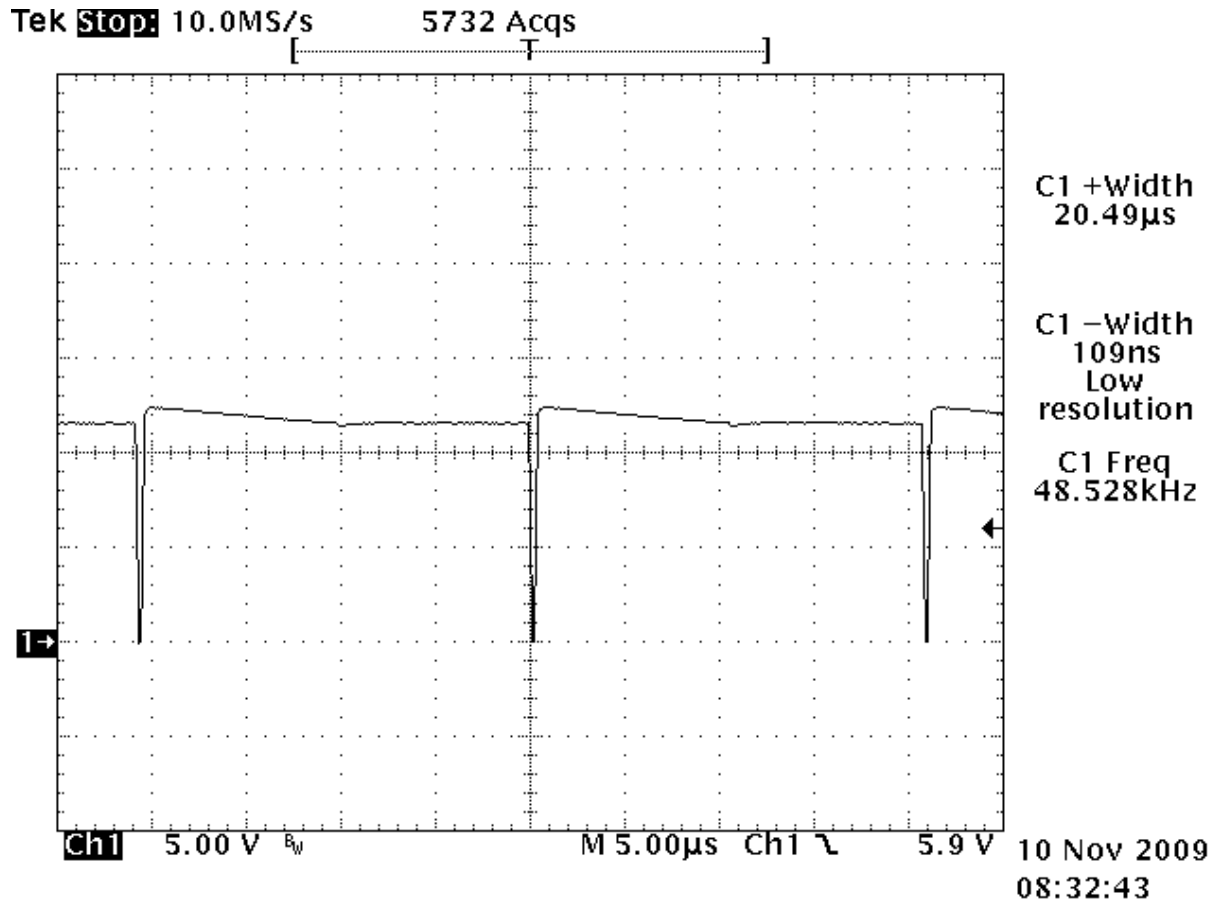
### 5.1 INSTRUMENTOS UTILIZADOS

- Osciloscópio digital Tektronix modelo TDS 540B.
- Osciloscópio digital Tektronix modelo THS 720P.
- Ponteira de corrente A602 com amplificador Tektronix modelo TM502A.
- Ponteira diferencial FLUKE modelo DP120 com atenuação de 20 ou 200 vezes.
- Ponteiras Minipa LF-60A com atenuação de 1:1 ou 10:1 e frequência 60 MHz.

### 5.2 ENSAIOS DO CIRCUITO AMPLIFICADOR PWM

Os seguintes ensaios foram realizados com a finalidade de comprovar o correto funcionamento dos diversos circuitos que compõe nosso amplificador de áudio PWM. As Figs. 5.1, 5.2, 5.3, 5.4 e 5.5 mostram as formas de onda em determinados pontos do circuito. As Figs. 5.6, 5.7 e 5.8 mostram as curvas de resposta em frequência observadas nos ensaios.

A Fig. 5.1 mostra a forma de onda do gerador de *Clock* do circuito, ou seja, da tensão no ponto CK do astável.



**Fig. 5.1: Forma de onda do gerador de Clock**

Nota-se na Fig. 5.1 que a frequência de chaveamento  $F_{CK}$  da onda de Clock resultou em 48,528 kHz, com o período  $t_{ALTO} = 20,49 \mu s$  e o período  $t_{BAIXO} = 109 ns$ . Comparando-se com os valores calculados no ítem 4.3.3, os valores ficaram bem aproximados.

A Fig. 5.2 apresenta simultaneamente os tensões nos pontos CK do astável (CH1),  $V_X$  (CH2),  $V_Y$  (CH3) e  $V_Z$  (CH4), quando o volume do áudio é zero, ou seja,  $V_{in} = 0$ . Neste caso, a tensão  $V_X$  na entrada do monoestável é  $V_{cc}/2$ .

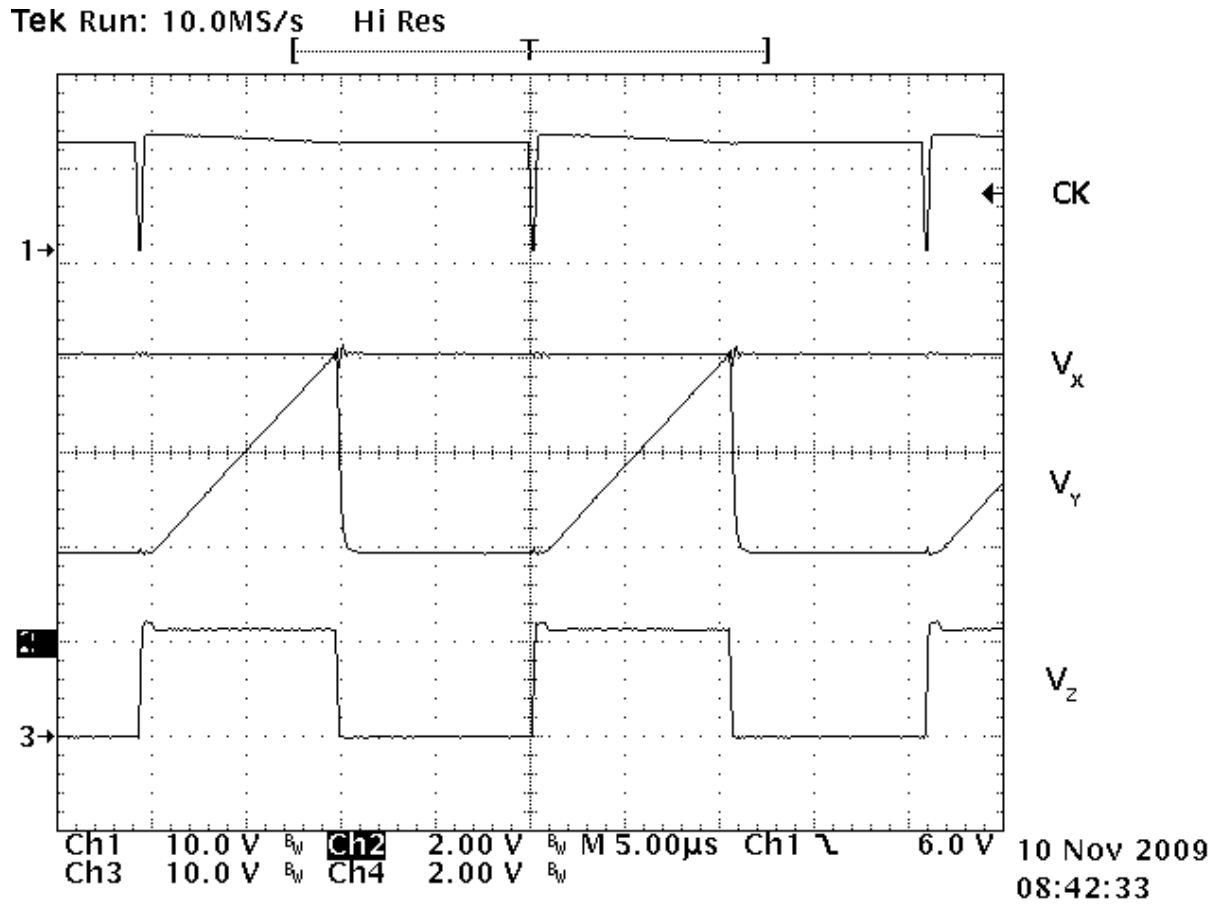


Fig. 5.2: Tensão nos pontos CK,  $V_x$ ,  $V_y$  e  $V_z$  – sem sinal de áudio

Nota-se que as tensões apresentadas pela Fig. 5.2 coincidem com as formas de onda já apresentadas na Fig. 4.5. A cada pulso de Clock (CK),  $V_y$  cresce linearmente até atingir  $V_x = V_{cc}/2$ , mantendo a saída do monoestável  $V_z$  em nível Alto. Quando  $V_x = V_y$ , o monoestável muda  $V_z$  para o nível Baixo, mantendo-o assim até o próximo pulso de Clock. Assim, observa-se que o “*duty-cycle*” do sinal PWM  $V_z$  é de 50%.

A Fig. 5.3 apresenta simultaneamente os tensões nos pontos  $V_x$  (CH4),  $V_y$  (CH2) e  $V_z$  (CH3), quando  $V_x$  é um sinal sinusoidal de 10 kHz, centrado em  $V_{cc}/2$ .

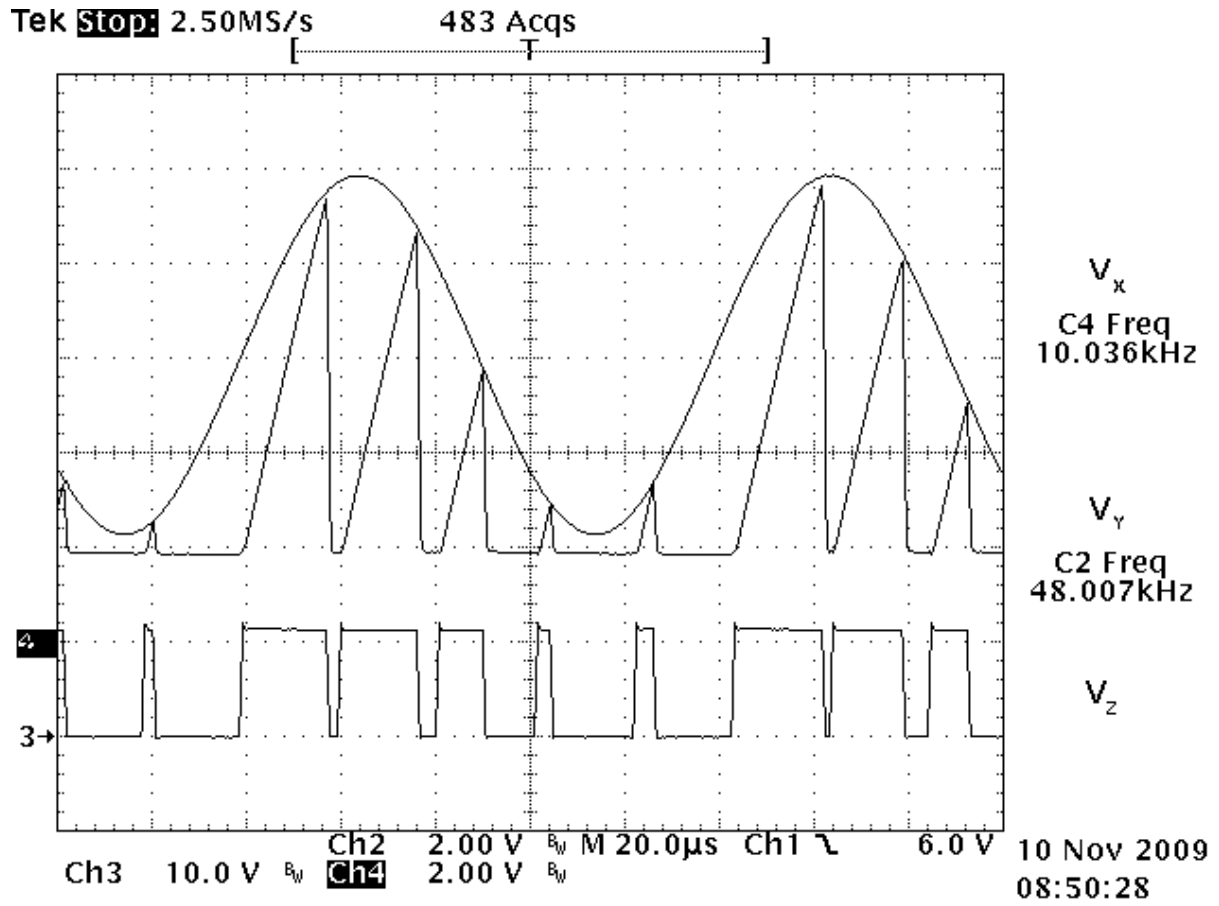


Fig. 5.3: Tensão nos pontos CK,  $V_x$ ,  $V_y$  e  $V_z$  – com sinal de áudio

Observa-se na Fig. 5.3 que a variação da tensão  $V_x$  acarreta na variação do “*duty-cycle*” do sinal no ponto  $V_y$  e, conseqüentemente, do  $t_{ON}$  do sinal do ponto  $V_z$ . Isto confirma a equação 4.1, onde  $t_{ON}$  do ponto  $V_z$  depende diretamente do tempo necessário para que a amplitude da tensão no ponto  $V_x$  encontre a amplitude da tensão no ponto  $V_y$ .

A Fig. 5.4 mostra a tensão no ponto  $V_x$  e a corrente no alto-falante  $I_{out}$ , quando é aplicado um sinal sinusoidal de 1 kHz em  $V_{in}$ .

Observa-se na Fig. 5.4 que o sinal de entrada do monoestável ( $V_x$ ), após ser transformado em um sinal PWM e ser amplificado, foi recuperado pelo filtro de saída. São feitas as seguintes observações desta figura:

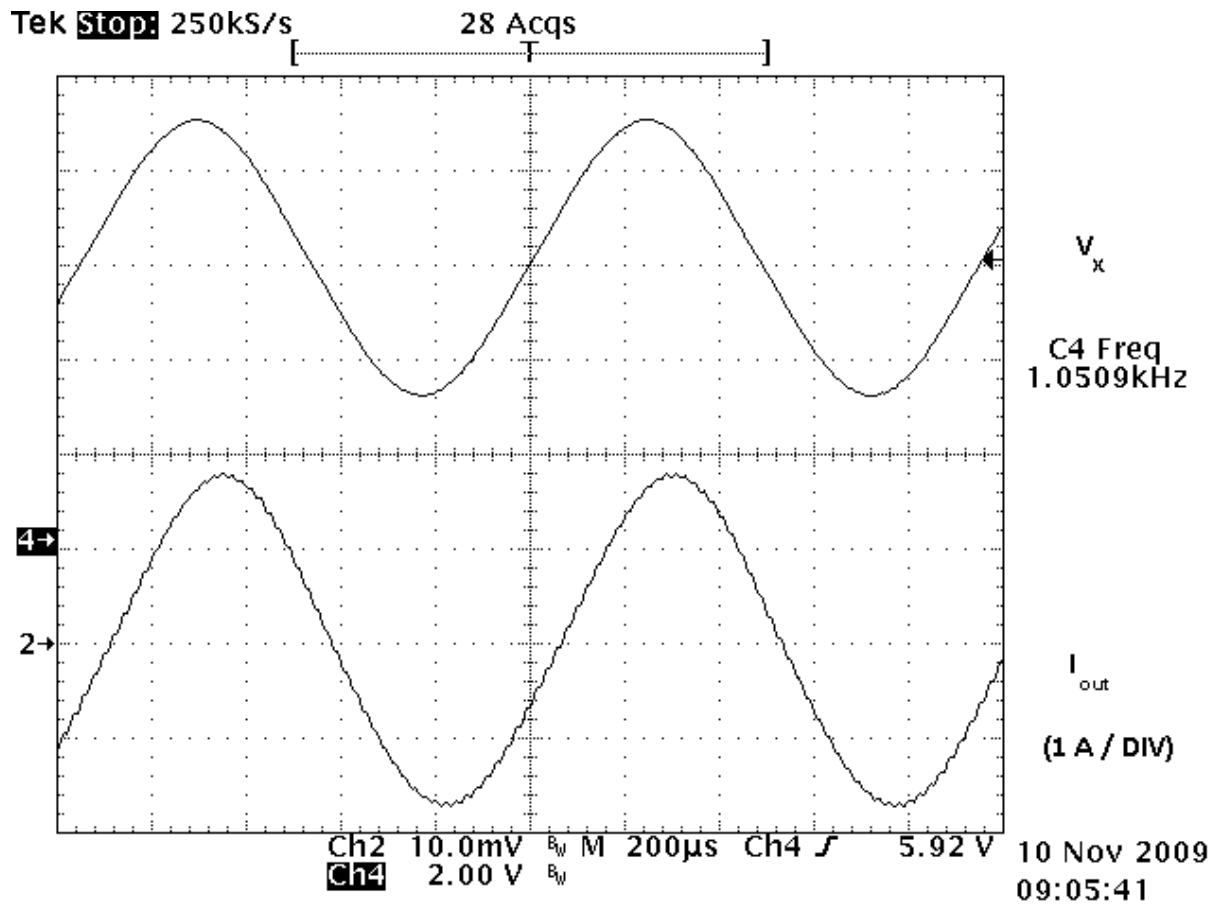


Fig. 5.4: Formas de onda da tensão no pontos  $V_x$  e a corrente de saída  $I_{out}$

- Existe uma pequena defasagem da corrente  $I_{out}$  em relação à tensão  $V_x$ . Isto é devido à influência das filtragens existentes no circuito.
- Uma componente com frequência igual 50 kHz está levemente presente no sinal de corrente  $I_{out}$ . Porém, estas harmônicas não influem no áudio, pois são filtradas pelo próprio alto-falante.
- Nota-se que a corrente  $I_{out}$  está centrada no eixo zero, garantia esta obtida através da realimentação CC.

A Fig. 5.5 mostra o funcionamento do “tempo morto”, com as tensões nos pontos G (CH1), G1 (CH2), G2 (CH3) e A (CH4) – vide Fig. 4.13.

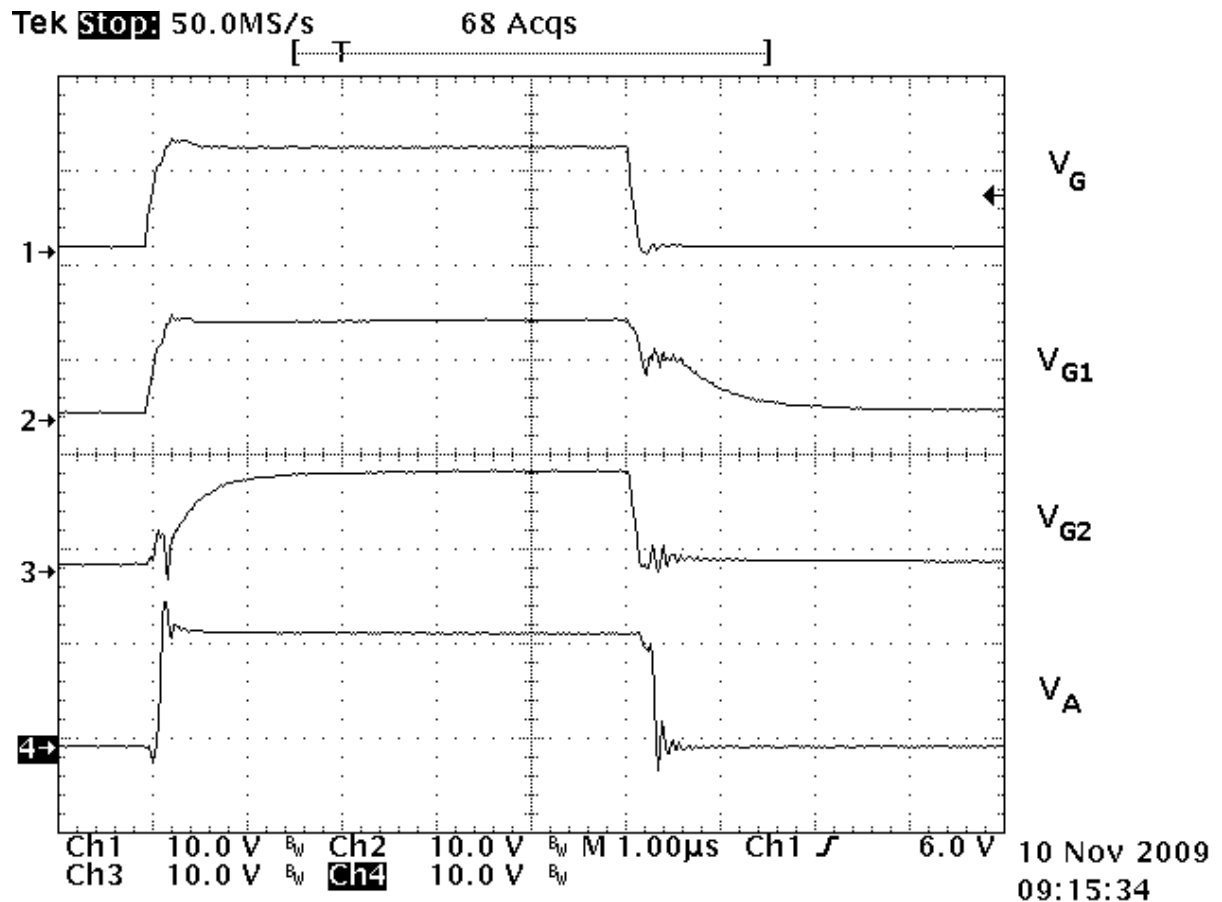
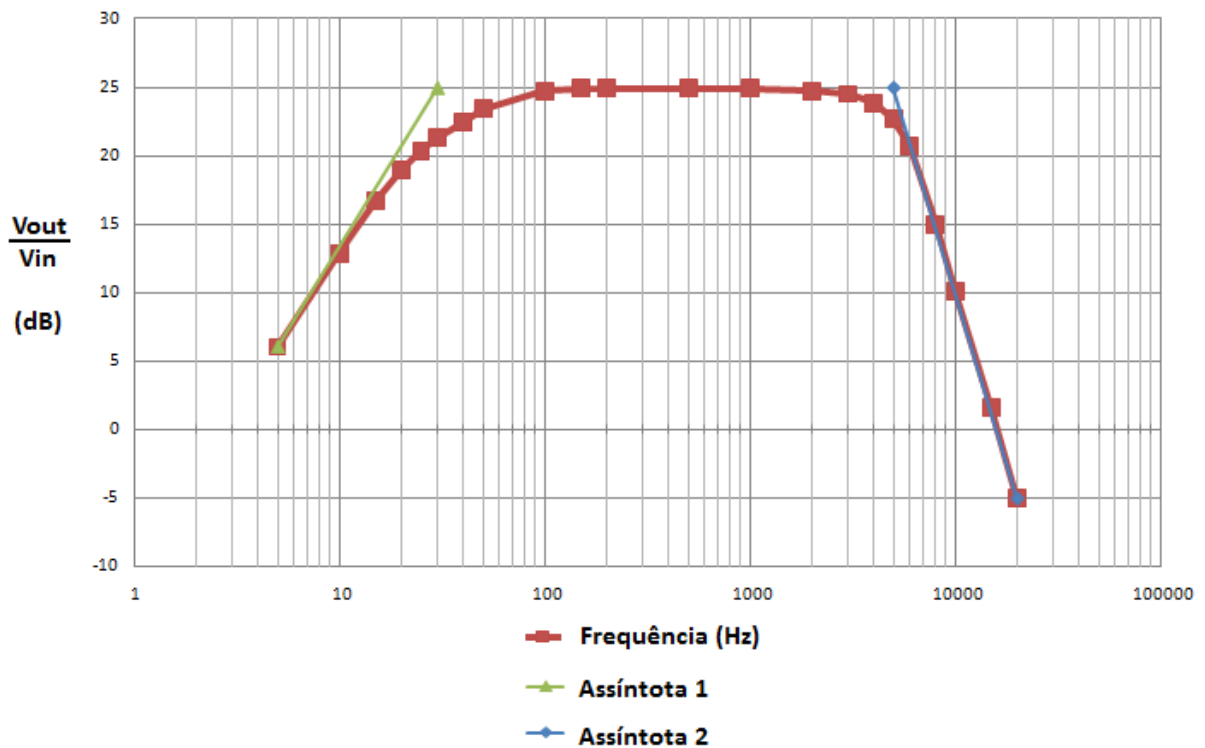


Fig. 5.5: Formas de onda da tensão no pontos G, G1, G2 e A

Comparando-se as formas de onda obtidas no ensaio da Fig 5.5 com as formas de onda já apresentadas pela Fig. 4.13, é possível comprovar o funcionamento do circuito que gera o tempo-morto necessário para que não ocorra o funcionamento simultâneo de 2 MOSFETs do mesmo par complementar.

Nota-se que no momento da transição da tensão  $V_G$  para o nível Alto, a tensão  $V_{G1}$  acompanhou a mudança de estado, enquanto a tensão  $V_{G2}$  demorou mais para mudar para o Nível Alto. Analogamente, ocorreu a situação inversa na transição da tensão em  $V_G$  para o nível Baixo.

A Fig. 5.6 mostra o gráfico da resposta em frequência do circuito completo do amplificador de áudio PWM. Foi aplicada uma tensão senoidal de  $0,1 V_{PICO}$  na entrada do amplificador ( $V_{in}$ ) e verificou-se a tensão na saída ( $V_{out}$ ) para diversas frequências, desde 5 Hz até 20 kHz.



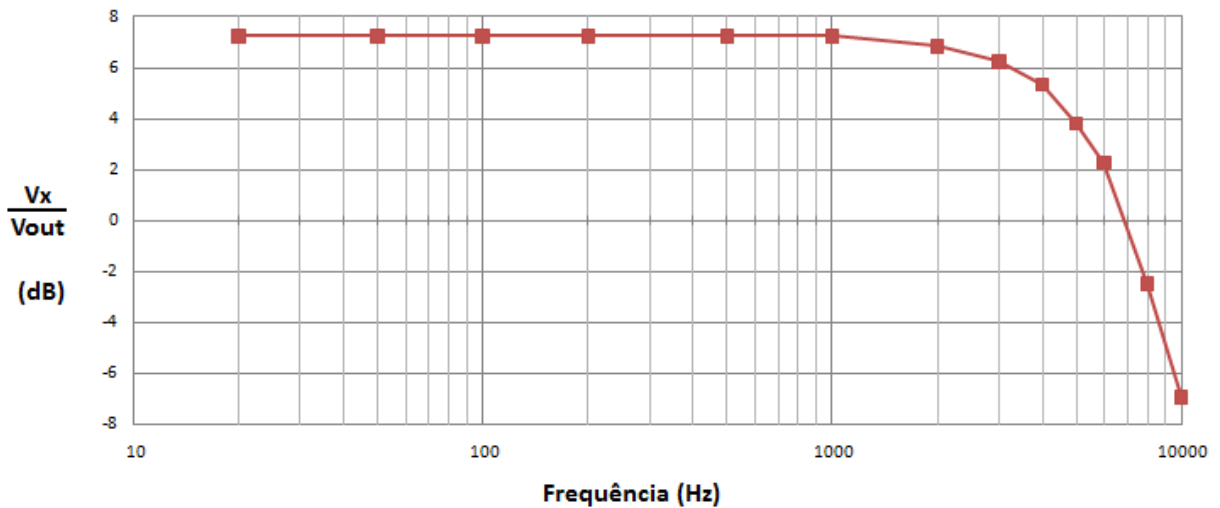
**Fig. 5.6: Resposta em frequência do circuito completo**

A partir do gráfico apresentado na Fig 5.6, são feitas as seguintes observações:

- A Assíntota 1 indica a frequência de corte para sinais de áudio de baixa frequência  $f_{c1}$ . Verifica-se que  $f_{c1}$  é aproximadamente 30 Hz, o que confere com o valor calculado no ítem 4.6. Além disso, nota-se o decaimento de  $-20$  dB por década, devido à atenuação para baixas frequências do pré-amplificador.
- A Assíntota 2 indica a frequência de corte para sinais de áudio de alta frequência  $f_n$ . Verifica-se que  $f_n$  é aproximadamente 5 kHz, o que confere com o valor calculado no ítem 4.5. Além disso, nota-se o decaimento de  $-40$  dB por década, devido à atenuação para altas frequências do filtro de saída.



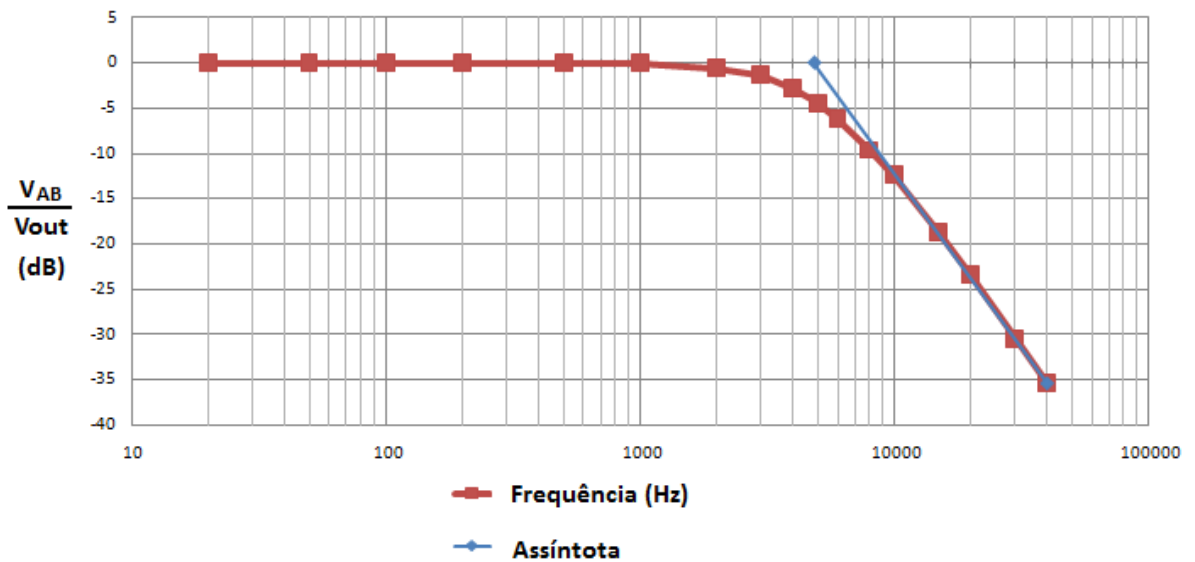
A Fig. 5.7 mostra o gráfico da resposta em frequência do amplificador PWM sem o circuito de pré-amplificação. Neste ensaio, o alto-falante foi substituído por uma resistência de  $4 \Omega$ . Foi aplicada uma tensão senoidal de  $2 V_{PICO}$  centrada em  $6 V$  na entrada do monoestável ( $V_X$ ) e verificou-se a tensão na saída ( $V_{out}$ ) para diversas frequências, desde  $20 \text{ Hz}$  até  $10 \text{ kHz}$ .



**Fig. 5.7: Resposta em frequência sem o pré-amplificador**

O gráfico da Fig 5.7 mostra com maior definição a atenuação do filtro de saída na frequência de corte de  $5 \text{ kHz}$ .

A Fig. 5.8 mostra o gráfico da resposta em frequência do filtro de saída. Neste ensaio, o alto-falante foi substituído por uma resistência de  $4 \Omega$ . Foi aplicada uma tensão senoidal de  $0,5 V_{PICO}$  na entrada do filtro de saída ( $V_{AB}$ ) e verificou-se a tensão na saída ( $V_{out}$ ) para diversas frequências, desde  $20 \text{ Hz}$  até  $40 \text{ kHz}$  – vide Fig. 4.14.



**Fig. 5.8: Resposta em frequência do filtro de saída**

Nota-se no gráfico apresentado na Fig 5.8 que o ensaio possibilitou atingir a frequência de 40 kHz. Assim, observa-se com maior precisão o traçado da assíntota que indica a frequência de corte do filtro de saída e do seu ângulo de inclinação, que mostra a atenuação de  $-40$  dB/década. Estes resultados comprovam os cálculos realizados com as equações (4.8) e (4.9).

A Tab. 5.1 apresenta o rendimento do circuito com a variação do volume do áudio na entrada do circuito. Neste ensaio, o alto-falante foi substituído por uma resistência de  $4 \Omega$ .

**Tab. 5.1: Rendimento do circuito com a variação do sinal de áudio**

Va (V)	Ia (A)	Vo (V)	Pi (W)	Po (W)	$\eta$	$\eta\%$
12,16	0,045	0	0,5472	0	0	0
12,14	0,07	1	0,8498	0,25	0,294187	29,41869
12,1	0,14	2	1,694	1	0,590319	59,03188
12,03	0,26	3	3,1278	2,25	0,719355	71,93555
11,96	0,4	4	4,784	4	0,83612	83,61204
11,87	0,622	5	7,38314	6,25	0,846523	84,65233
11,78	0,88	6	10,3664	9	0,86819	86,81895
11,68	1,13	7	13,1984	12,25	0,928143	92,81428

Onde:

**V<sub>a</sub>** é a tensão média medida na fonte de alimentação

**I<sub>a</sub>** é a corrente média fornecida pela fonte de alimentação

**V<sub>o</sub>** é a tensão RMS medida no alto-falante

**P<sub>i</sub>** é a potência de entrada, ou seja,  $P_i = V_a \cdot I_a$

**P<sub>o</sub>** é a potência de saída, ou seja,  $P_o = (V_o)^2 / R_L$  ( $R_L = 3,9\Omega$ )

**$\eta$**  é o rendimento do amplificador, ou seja,  $\eta = P_o / P_i$

A partir da tabela apresentada na Tab 5.1, são feitas as seguintes observações:

- Houve um decaimento da tensão da fonte de alimentação, com o aumento da corrente fornecida por ela.
- A corrente fornecida pela fonte de alimentação quando o volume do áudio é nulo é de 45 mA.
- A potência de saída máxima obtida foi de 13,2 W. Com esta potência, verificou-se o rendimento também máximo do circuito de 92,8 %. Como consequência o aquecimento dos MOSFETs foi mínimo.
- Com a utilização de uma fonte de alimentação mais estável, ou seja, que consiga manter constante a tensão de alimentação, será possível ampliar um pouco mais o valor da potência de saída.

A Tab. 5.2 apresenta a taxa de distorção harmônica (THD) verificada nos sinais de entrada do monoestável ( $V_x$ ) e de saída no alto-falante ( $V_o$ ). A THD destes sinais foi medida com o osciloscópio Tektronix THS 720P no modo “Display Harmonics”.

Tab. 5.2: THD dos sinais  $V_x$  e  $V_o$ 

$V_x$		$V_o$	
Valor RMS	THD	Valor RMS	THD
1,20 V	1,50%	3,13 V	2,80%
2,54 V	2,00%	6,47 V	5,40%

Nestes ensaios, foi aplicada uma tensão senoidal na entrada do circuito ( $V_i$ ), com frequência de 400 Hz.

No primeiro ensaio, para a tensão  $V_x$  de 1,20  $V_{RMS}$ , obteve-se a tensão  $V_o$  de 3,13  $V_{RMS}$  e um incremento na THD de 1,30 %.

No segundo ensaio, para a tensão  $V_x$  de 2,54  $V_{RMS}$ , obteve-se a tensão  $V_o$  de 6,47  $V_{RMS}$  e um incremento na THD de 3,40 %.

Observa-se que, com o aumento da potência na saída, houve um pequeno acréscimo na THD do sinal de saída em relação ao sinal de entrada. Porém, observa-se que esta THD manteve-se muito baixa, garantindo-se assim um bom sinal de saída, com baixo nível de distorção harmônica.

## 6 CONCLUSÕES

Este trabalho proporcionou ao aluno integrar os conhecimentos obtidos em diversas disciplinas do curso de Engenharia Elétrica da UFRGS, tais como Eletrônica, Análise de Circuitos, Aplicações Industriais da Eletrônica e Sistemas e Sinais. Foi possível aprofundar os conhecimentos sobre a teoria de funcionamento dos amplificadores de áudio e, em especial, sobre os amplificadores de áudio PWM.

Os circuitos implementados inicialmente propostos atenderam aos objetivos do projeto sendo que alguns blocos ainda podem ser otimizados, pensando-se em trabalhos futuros. Pode-se, por exemplo, melhorar a performance do gerador PWM nos limites de mínima e máxima tensão, buscando-se aprimorar o funcionamento do circuito. Além disso, pode-se aumentar a frequência de chaveamento do circuito, o que possibilita aumentar o intervalo de frequências de áudio atendido pelo amplificador.

Os resultados obtidos com o protótipo confirmam os estudos realizados e o funcionamento deste amplificador de áudio PWM. O amplificador teve rendimento máximo de 92,8 % e baixa taxa de distorção harmônica.

Sem dúvida o emprego deste amplificador de áudio PWM proporciona economia de energia e também de espaço físico, o que o torna uma boa opção em aplicações que requeiram dimensões reduzidas ou necessitem do uso de baterias.

**BIBLIOGRAFIA**

- [1] Capel, V. **Audio and Hi-Fi Engineer's Pocket Book**. Heinemann Professional Publishing. London, 1988.
- [2] Dapkus, D. Class-D Audio Power Amplifiers: An Overview. **IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE)**. 13-15 June 2000 Page(s):400 – 401.
- [3] Lai, Z., Smedley K.M. A Low Distortion Switching Audio Power Amplifier. **IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '95)**. 26th Annual IEEE, Volume 1, 18-22 June 1995 Page(s):174 - 180 vol.1.
- [4] Benson, K. B. **Audio Engineering Handbook**. New York – USA. McGraw-Hill, 1988.
- [5] Ballou, G. **Handbook for Sound Engineers**. Indianapolis – USA. Howard W. Sams & Co., 1987.
- [6] Lenk, J. D. **Lenk's Audio Handbook – Operation and Troubleshooting**. New York – USA. McGraw-Hill. 1991.
- [7] Tener, D. **Discrete Component Class D Amplifier**. Thomas Jefferson High School for Science and Technology. Fairfax County, Virginia – USA. Disponível em: <http://academics.tjhsst.edu/electronics/drupal-6.6/node/4>. Acesso: 05/11/2009.

- [8] Beis, U. **Eine Einführung in Delta-Sigma-Wandler (A Introduction to Sigma Delta Converters)**. Disponível em: [http://www.beis.de/Elektronik/DeltaSigma/DeltaSigma\\_D.html](http://www.beis.de/Elektronik/DeltaSigma/DeltaSigma_D.html). Acesso em: 06/11/2009.
- [9] Smedley, K. M., Čuk, S. One-Cycle Control of Switching Converters. **IEEE Transactions on Power Eletronics**. Volume 10, Issue 6, Nov. 1995 Page(s):625 – 633.
- [10] Lay, Z., Smedley, K. A New extension of One-Cycle Control and Its Application to Switching Power Amplifiers. **IEEE Transactions on Power Eletronics**. Volume 11, Issue 1, Jan. 1996 Page(s):99 – 105.
- [11] Smedley, K., Jin, T. One-Cycle Control and Its Applications in Power Quality Control and Renewable Power Generation. **Power Engineering Society General Meeting IEEE**. Volume 3, Issue 1, Jun. 2005 Page(s):2999 – 3007.
- [12] National Semiconductor Corporation. **LM555 Timer Datasheet**. 2006.
- [13] Berlin, H. M. **Aplicações para o 555 com experiências**. São Paulo – SP – Brasil: Editele, 1983.
- [14] Vishay Semiconductors. **SI4500BDY Complementary MOSFET Half-Bridge Datasheet**. 2002.
- [15] International Rectifier. **IRF540N MOSFET Datasheet**. 2001.

- [16] International Rectifier. **IRF9540N MOSFET Datasheet**. 1998.
- [17] Haykin, S. S., Veen, B. V. **Sinais e Sistemas**. São Paulo – SP – Brasil. Bookman. 1999.
- [18] Lathi, B. P. **Sistemas e Sinais Lineares**. 2ª edição. São Paulo – SP – Brasil. Bookman. 2004.