UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E MICROELETRÔNICA

Este exemplar corresponde à redação final da defendida por JOSÉ EDUARDO GARCIA CASTRO e aprovada pela Comissão Julgadora em 26 / 02 / 97.

Orientador

ESTUDO DE TÉCNICAS DE AMPLIFICADORES COMUTADOS EM AUDIO

AUTOR: José Eduardo Garcia Castro

Orientador: Dr. Oséas Valente de Avilez Filho

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

FEVEREIRO DE 1997

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

UNIDADE BC
N.º CHAMADA
T/UNICAMP
C279e
V.
TOMBO BC 30460
PROC. 281/97
C D
PREÇO R$ 11,00
DATA 23/05/97
Nº CPD
CM-00098064-1

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

C279e Garcia Castro, José Eduardo
G165e Estudo de técnicas de amplificadores comutados em áudio / José Eduardo Garcia Castro.--Campinas, SP: [s.n.], 1997.

Orientador: Oséas Valente de Avilez Filho.
Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Amplificadores de potência. 2. Amplificadores de audiofrequência. 3. Amplificadores transistorizados. 4. Amplificadores eletrônicos. 5. Circuitos de comutação. 6. Circuitos eletrônicos - Projetos. 7. Telecomunicações - Sistemas de comutação. I. Avilez Filho, Oséas Valente de. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Dedico este trabalho

Ao único que é digno de receber a glória, a honra, a força e o poder... ao Deus eterno invisivel mas real: nosso Senhor e Salvador **JESUS CRISTO.**

Agradecimentos

- Aos meus amados pais Samuel e Yolanda por tudo que eles representam para mim, e aos meus queridos irmãos por serem uma grande motivação.

- Ao professor Oséas Valente de Avilez Filho pela confiança e orientação.

- Ao professor Wilmar Bueno de Morães pela sua grande disposição de ajudar e sua efetiva ajuda.

- Ao professor Afonso de Oliveira Alonso pelo apoio em vários níveis.

- A meu amigo José Torrico por sua ajuda e por suas interessantes observações no decorrer da realização deste trabalho.

- A Victor Bravo pela oferta de seu material e troca de idéias.

- A Cleusa por toda a significação que deu à minha vida.

- A Franz, Marcio e Alexandre por seus valiosos minutos de vida entregues à causa mais justa.

- A Edvaldo, Gladys, Nina, Mario e Julimara pela amizade.

- A Ademilde, Cidinha e Irene por suas notórias colaborações e simpatia.

- Aos amigos e companheiros cujos nomes não estão citados nesta folha, mas estão registrados na minha memória... no meu coração.

RESUMO

Este trabalho objetiva o estudo de técnicas para os vários blocos funcionais de um amplificador comutado em áudio. A faixa de aplicação a que se direciona este estudo compreende os seguintes requisitos: Aplicação Automotiva (baixas tensões, médias potências), baixo custo e médio desempenho. Neste estudo, faz-se a classificação das topologias interessantes para a faixa de aplicação definida; comentam-se as mais convenientes, e determina-se uma para projeto. O trabalho compreende ainda, como objeto de estudo, o projeto e a realização de ensaios com um amplificador comutado, sem a preocupação nem objetivo de construir um amplificador de alto desempenho. São apresentados e discutidos as formas de onda e os resultados das medidas realizadas a partir do protótipo do amplificador comutado desenvolvido.

CONTEÚDO

INTRODUÇÃO 1

CAPÍTULO 1 - ESTUDO DE TÉCNICAS DE AMPLIFICADORES COMUTADOS EM ÁUDIO 4

1.1 - AMPLIFICADORES LINEARES VERSUS AMPLIFICADORES DE MODO COMUTADO 4

1.2 - O PRINCIPIO PWM OU CLASSE D 7

1.3 - OPERAÇÃO 13

1.4 - EFICIÊNCIA 14

1.5 - CIRCUITO DE COMANDO DO ESTÁGIO DE SAÍDA 16

1.6 - CIRCUITO DE CONTROLE POR MODULAÇÃO DE LARGURA DE PULSO 25

1.7 - ESTÁGIO DE SAÍDA 28

1.8 - DISPOSITIVOS DE POTÊNCIA DISCRETOS PARA A IMPLEMENTAÇÃO DO ESTÁGIO DE SAÍDA 31

1.9 - FILTRO PASSA BAIXAS 32

CAPÍTULO 2 - PROJETO DE UM AMPLIFICADOR COMUTADO PARA APLICAÇÃO EM ÁUDIO 33

2.1 - PROJETO DO CIRCUITO DE COMANDO PARA O ESTÁGIO DE SAÍDA 34

2.2 - PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE POR MODULAÇÃO DE LARGURA DE PULSO 37

2.3 - PROJETO DO ESTÁGIO DE SAÍDA 48

2.4 - ESCOLHA DOS DISPOSITIVOS DE POTÊNCIA DISCRETOS PARA A IMPLEMENTAÇÃO DO ESTÁGIO DE SAÍDA 59

2.5 - CARACTERÍSTICAS DO FILTRO PASSA BAIXAS IMPLEMENTADO 60

2.6 - O AMPLIFICADOR COMUTADO PROJETADO IMPLEMENTADO 63

2.7 - PONTOS CRÍTICOS PARA O DESEMPENHO DO AMPLIFICADOR DE MODO COMUTADO 66

CAPÍTULO 3 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS E CONCLUSÕES 67

3.1 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS 67

3.2 - CONCLUSÕES 77

APÊNDICE A - REFERÊNCIAS E BIBLIOGRAFIA CONSULTADA 79

A.1 - REFERÊNCIAS 79

A.2 - BIBLIOGRAFIA CONSULTADA 80

INTRODUÇÃO

As teorias para a construção de amplificadores Classe D já eram bastante difundidas na década dos 50, entretanto sua implementação não era viável, pois era limitada pelos dispositivos disponíveis à época [10]. Somente com o desenvolvimento dos transistores de potência bipolares complementares no final dos anos 60, é que torna-se-ia factível este tipo de circuito amplificador. Mais tarde, a operação destes amplificadores cresceria em eficiência com o advento dos transistores de efeito de campo (MOSFETs) de potência complementares.

A evolução rápida e constante dos semicondutores para comutação de potência foi fundamental para que nos últimos anos as técnicas de amplificadores comutados começassem a ser seriamente exploradas, tendo os japoneses como pioneiros. São conhecidos também trabalhos mais recentes de ingleses, americanos, alemães e canadenses no que diz respeito ao desenvolvimento de projetos para a área comercial, e também em pesquisas sobre esta técnica.

Os principais compromissos presentes no projeto de amplificadores de potência estão relacionados com o problema da dissipação de calor. Vários fatores elétricos e físicos, que fazem parte do projeto de um amplificador, são derivados deste problema, tais como o volume do dissipador de calor, dimensões e o próprio tipo do amplificador, qualidade das partes, confiabilidade, *layout*, ventilação, etc.

Um amplificador pode ficar extremamente grande se necessitar de um dissipador de grande volume e ridiculamente pesado em função de seu transformador, no caso de altas potências. Se existir a necessidade de fazer um amplificador de alta potência compacto, este deverá ter uma ventilação forçada de ar frio. Na pior situação, o

desempenho ou a confiabilidade podem ser sacrificados em função dos compromissos oriundos da dissipação de energia.

As soluções mais efetivas para reduzir os problemas térmicos consistem no desenvolvimento de amplificadores de potência de alta eficiência (amplificadores de modo comutado), que tenham características intrínsecas de baixas perdas (baixa dissipação de calor). Estes amplificadores também contribuem para menores consumos de energia elétrica.

Cabe ainda ressaltar que na avaliação global de um amplificador não é de muito valor ter alta eficiência se o desempenho do amplificador for muito sacrificado.

O objetivo deste trabalho é o estudo de técnicas para os vários blocos funcionais de um amplificador de modo comutado. A faixa de aplicação a que se direciona este estudo compreende os seguintes requisitos:

- Aplicação automotiva
- Baixo custo e
- Médio desempenho

O interesse em amplificadores de potência, as limitações dos amplificadores lineares e a possibilidade de desenvolvimento e construção de amplificadores de modo comutado fazem parte das justificativas deste trabalho. Feita a pesquisa bibliográfica (inclusive em bases automatizadas), verificou-se da pouca existência de informação sobre os amplificadores de modo comutado em nivel internacional e da carência quase que absoluta no âmbito nacional. O trabalho aqui desenvolvido tem grande importância para o país, devido a não existência de trabalhos na área. A contribuição é de dominio de conhecimento tecnológico e a de formação de pessoa capacitada para o campo técnico e acadêmico; que é a maior justificativa.

Neste trabalho é feito um estudo de técnicas de amplificadores comutados, tendo como interesse maior as topologias mais convenientes para aplicação em baixas tensões e médias potências, notadamente quando existem restrições quanto a fontes de tensão, como é o caso das aplicações automotivas. O trabalho compreende ainda, como objeto de estudo, o projeto e a realização de ensaios com um amplificador comutado, sem a preocupação nem objetivo de construir um amplificador de alto desempenho sonoro.

CAPÍTULO 1

ESTUDO DE TÉCNICAS DE AMPLIFICADORES COMUTADOS EM ÁUDIO

Este capítulo contém os aspectos teóricos básicos para o entendimento de um amplificador comutado em áudio. A comparação entre um amplificador linear convencional e um amplificador de modo comutado é o ponto de partida, à qual seguem-se os fundamentos mais relevantes para amplificadores comutados.

Neste mesmo capítulo aspectos mais profundos são tratados nas seções de 1.5 a 1.9; onde se faz com critério técnico-econômico o efetivo estudo de técnicas para os vários blocos funcionais de um amplificador comutado em áudio, de especificação definida. Cada seção associada a um bloco funcional aborda os seguintes aspectos, na ordem que são mencionados: o que é, para que serve, classificação dos vários circuitos que podem implementar tal bloco, determinação dos mais convenientes e a menção das características principais dos mais convenientes (vantagens e desvantagens).

1.1 - AMPLIFICADORES LINEARES VERSUS AMPLIFICADORES DE MODO COMUTADO

A diferença básica entre um amplificador linear convencional e um amplificador de modo comutado reside em como os estágios de saída de um e de outro entregam potência para a carga. Um amplificador linear trabalha de

forma contínua durante todo o ciclo (ou quase todo), sendo assim o referido amplificador entrega potência à carga ininterruptamente (a todo instante). Em contraste a este o amplificador de modo comutado trabalha de forma descontínua, pelo que entrega pacotes discretos de potência para a carga (em instantes definidos) [05]. Num enfoque mais técnico a respeito da operação de ambos amplificadores verifica-se que os dispositivos semicondutores (transistores) em um amplificador linear comportan-se como fontes de corrente controlada; por sua vez os transistores em um amplificador de modo comutado trabalham como chaves analógicas.

Um amplificador de modo comutado é inerentemente mais eficiente que um amplificador linear [05].

Os amplificadores comutados são mais complexos que os lineares; estes requerem um relógio (oscilador), modulador, circuitos de comando das chaves e um filtro de saída, que são dispensados nos amplificadores lineares.

O custo de um amplificador de modo comutado em relação a um amplificador linear em princípio é maior, em razão do amplificador comutado ter maior número de elementos (blocos) envolvidos para sua operação; porém, acima de 100 watts de potência o custo de um amplificador comutado é menor que o de um linear. O tamanho do dissipador de calor é apróximadamente 1/10 e o peso cerca de 1/4 que de um amplificador classe B [10].

A Figura 1.1 ilustra a operação de uma topologia de amplificador linear A/B comum.

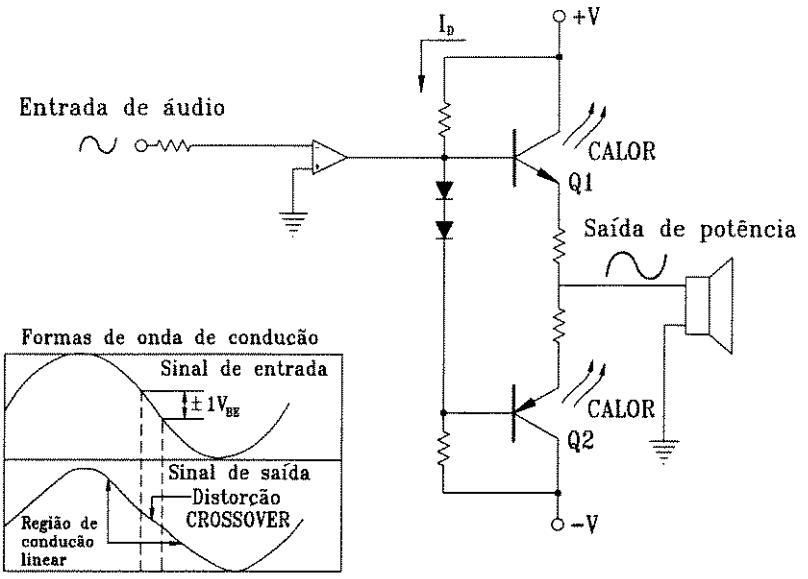


Fig. 1.1 - Amplificador linear convencional (classe A/B).

O transistor Q1 conduz durante o meio ciclo positivo, e o transistor Q2 durante o meio ciclo negativo. O sinal de saída, resultante da condução dos transistores durante meio ciclo positivo e meio ciclo negativo, é uma função linear do sinal de entrada.

Entretanto na região de cruzamento nenhum dos elementos de passagem conduz, a menos que uma corrente seja drenada (I_D) para polarizar Q1 e Q2 de tal sorte que ambos conduzam levemente. Sem isto haverá uma descontinuidade na condução, causando distorção de cruzamento (crossover distortion) [05]. Tal distorção é também ilustrada na Fig. 1.1 (na parte inferior esquerda).

A Figura 1.2 mostra a estrutura básica (os principais blocos funcionais) de um amplificador comutado que opera em freqüência constante e utiliza a técnica de modulação por largura de pulso (PWM). Tais blocos funcionais são:

- Modulador por largura de pulso.
- Circuito de comando das chaves do estágio de saída.

- Estágio de saída.
- Filtro passa baixas (Filtro de saída).

Esta estrutura básica de amplificador comutado não engloba como bloco constituinte o oscilador, a partir do qual gera-se a onda dente de serra que é base para a obtenção do sinal PWM.

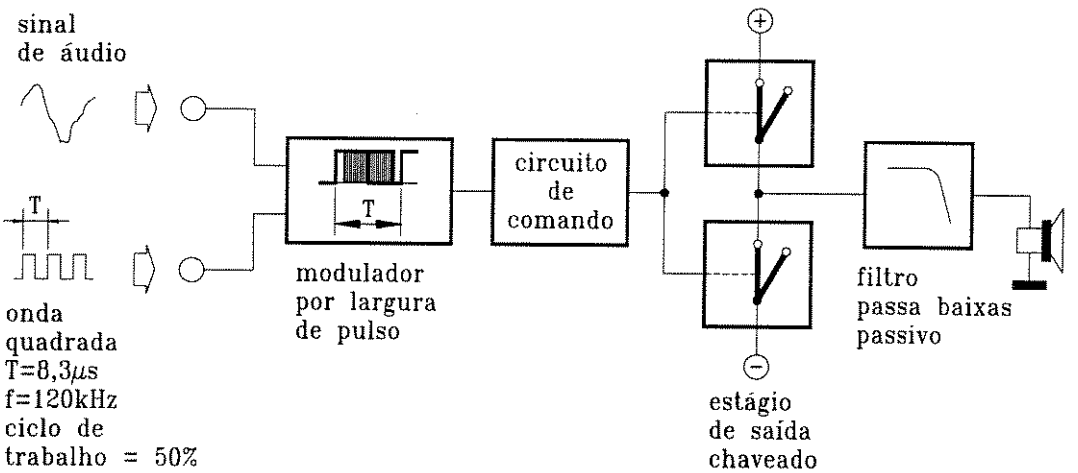


Fig. 1.2 - Principais blocos funcionais de um amplificador comutado que utiliza a técnica de PWM.

1.2 - O PRINCIPIO PWM OU CLASSE D

É uma velha idéia que foi utilizada no passado em sistemas de telecomunicações e mais recentemente para controlar acionamentos de inversores e motores [02].

PWM (pulse width modulation) é um tipo de modulação no tempo, que consiste na codificação de um determinado sinal num trem de pulsos de largura variável (Fig. 1.3),

onde a informação do sinal está contida na largura dos pulsos. Os pulsos gerados têm ciclos de trabalho proporcionais ao sinal de entrada [01].

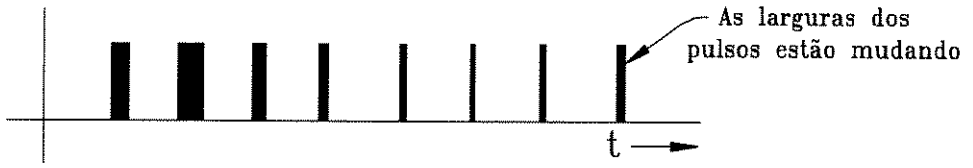


Fig. 1.3 - Sinal de PWM.

O valor médio (dc) de qualquer forma de onda é dado pela área calculada entre o valor da onda e o terra, dividido pela unidade de tempo (intervalo). Para o caso de uma forma de onda retangular (forma de onda comutada) o cálculo é definido pela fórmula

$$V_{dc} = \frac{t_{on}}{t_{periodo}} V_{pk}$$

A Fig. 1.4 mostra 3 casos de PWM. (a)largura de pulso estreita. (b)largura de pulso de 50% e (c)largura de pulso ampla. Observando esta seqüência de ilustrações verifica-se que, mudando a largura de pulso (t_{on}), enquanto mantem-se constante o periodo ($t_{periodo}$) e a amplitude V_{pk} , é possível controlar o valor médio do sinal de saída (V_{dc}).

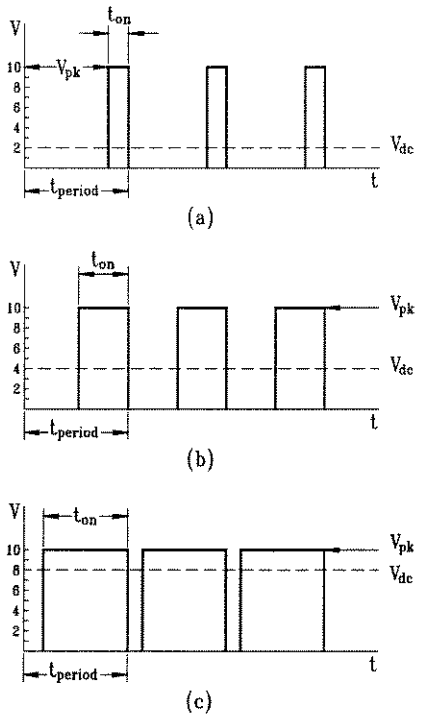


Fig. 1.4 - Modulação por largura de pulso (PWM).

O sinal PWM é geralmente obtido pela comparação de um sinal de controle (modulante) com uma onda periódica (portadora), a qual pode ser uma onda triangular ou dente-de-serra. A Fig. 1.5 ilustra estas formas de onda. Note-se que a frequência da onda portadora é a frequência do sinal PWM.

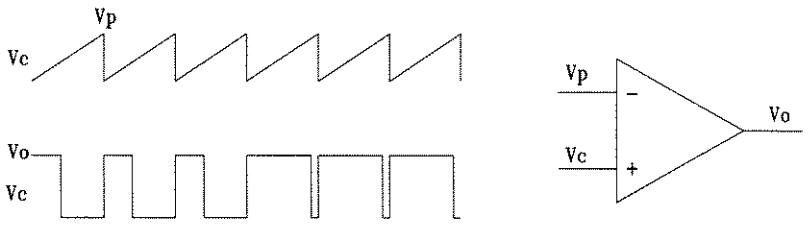


Fig 1.5 - Sinal dente de serra (Vp) e de controle (Vc) utilizados para a geração do sinal PWM (Vo).

A Fig. 1.6 mostra a modulação de uma onda senoidal, que produz na saída (sobre a carga), um sinal de tensão de 2 níveis (sinal PWM), na frequência da triangular (10kHz). Na Fig. 1.7 têm-se o espectro de frequência deste sinal PWM, no qual observa-se a presença em baixa frequência (frequência fundamental) de uma componente que reproduz o sinal modulante (500Hz). As outras componentes aparecem em frequências múltiplas da frequência da portadora, e são relativamente fáceis de filtrar, devido a sua alta frequência [11].

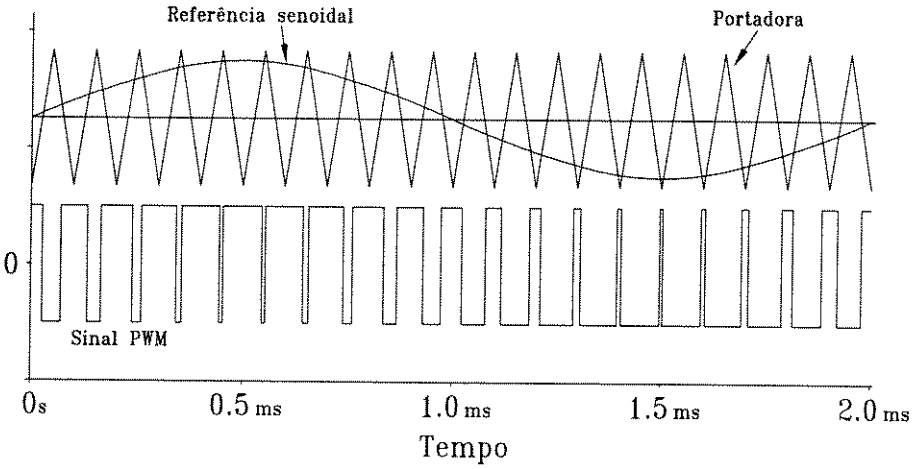


Fig. 1.6 - Sinal PWM de 2 níveis gerado apartir da comparação de uma onda triangular e uma onda senoidal.

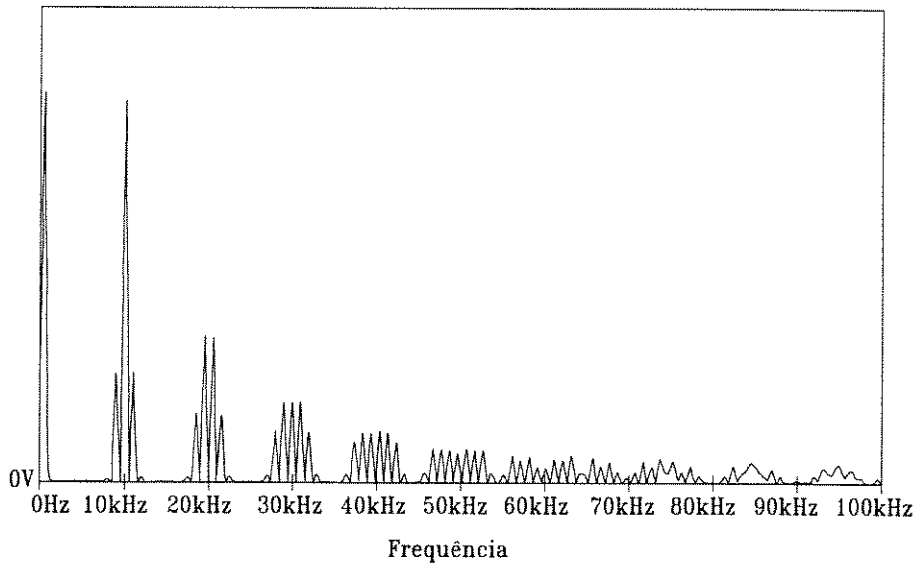


Fig. 1.7 - Espectro do sinal PWM (freqüência de portadora de 10 kHz) mostrado na Fig. 1.6.

Em PWM, a razão de modulação de amplitude, conhecida também como índice de modulação, é definida como

$$m_a = \frac{V_{controle}}{V_{tri}}$$

onde $V_{controle}$ é a amplitude de pico do sinal de controle, e V_{tri} é a amplitude do sinal triangular, que geralmente é constante.

A amplitude de pico da componente de freqüência fundamental de um sinal PWM "$(V_s)_1$" é igual ao produto do índice de modulação pelo valor da fonte [09], para o caso de um sinal PWM de dupla polaridade, com amplitudes positiva e negativa no valor da fonte (topologia meia ponte e ponte completa, Fig. 2.12 e Fig. 2.11). Para o caso de um sinal PWM de polaridade única, com amplitude igual à fonte (topologia inversora, Fig. 2.13) a amplitude de pico da componente fundamental será igual ao índice de modulação vezes o valor da fonte dividido por dois.

A modulação por largura de pulso (PWM) e a modulação por freqüência de pulso (PFM) são as mais simples e mais convenientes para amplificadores classe D [06].

O uso de modulação por largura de pulso é adequado para a operação do amplificador classe D, pois o sinal PWM gerado é utilizado como sinal de controle para que os transistores do estágio de saída operem no corte e na saturação, que é a principal característica da classe D.

Os métodos atuais para geração de PWM baseiam-se em dois processos distintos de amostragem:

- Amostragem natural
- Amostragem uniforme

A amostragem natural (Fig. 1.8) é essencialmente um processo analógico, e é implementado pela comparação do sinal de controle (áudio) com uma forma de onda "portadora" (triangular) de freqüência fixa.

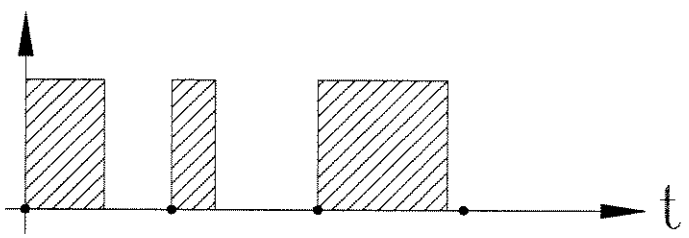


Fig 1.8 - Amostragem natural.

A amostragem uniforme (Fig. 1.9) é um processo digital, que define a largura dos pulsos a partir de amostras regulares do sinal, pelo que é muito utilizado em sistemas digitais, embora introduza mais distorção [2].

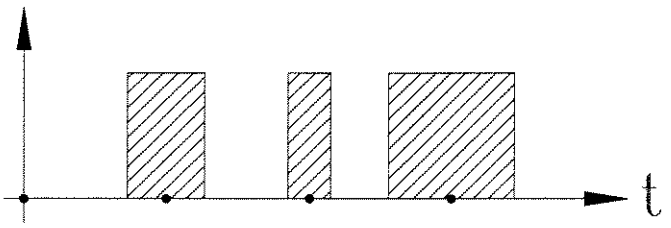


Fig. 1.9 - Amostragem uniforme.

A maior desvantagem do processo de conversão PWM é que este introduz distorção adicional ao sinal. Apesar disto, níveis aceitáveis de distorção podem ser obtidos em freqüências de pulso muito altas; porém, na prática a freqüência da portadora necessita ser restrita a poucas centenas de kHz, se uma eficiência de amplificação razoável quer ser conseguida.

Freqüências de comutação baixas podem introduzir distorção de segunda harmônica no sinal e complicar o projeto do filtro de saída.

Para o projeto aqui desenvolvido, define-se a frequência de 120 kHz como freqüência de portadora e de operação do amplificador classe D.

Neste projeto, opta-se pelo processo de amostragem natural para geração do sinal PWM por ser de fácil implementação (simples), analógico e de custo baixo, características que estão de acordo com nossos critérios de projeto.

1.3 - OPERAÇÃO

Em classe D os transistores operam em pares *push-pull* comutando alternadamente entre o corte e a saturação.

No amplificador classe D os semicondutores do estágio de potência se comportam como chaves e não como fontes de corrente, e ora ligam (ON) ora desligam (OFF), em resposta ao controle do sinal PWM. O estado "ON" ocorre quando o dispositivo está trabalhando na sua região de saturação; por outro lado o estado "OFF" acontece na operação do dispositivo na região de corte.

Os tempos de condução e não condução de um dispositivo ou outro são modificáveis em função da largura dos pulsos que o sinal de informação determina.

Um amplificador classe D poderá eventualmente ter algumas características peculiares em função da topologia escolhida e das fontes envolvidas (número e polaridade). Estas características referem-se aos níveis e polaridade de tensão e de corrente no estágio de potência do amplificador.

Este tipo de operação é bastante interessante em particular para amplificadores de potência a transistor onde, por causa da muito baixa voltagem de saturação, muito altas eficiências são possíveis.

1.4 - EFICIÊNCIA

É dada pelo quociente entre a potência de saída "P_o" (ou potência na carga) e a potência da fonte "P_s", multiplicada pelo fator 100 para sua obtenção em percentual.

$$\eta = \frac{P_o}{P_s} 100$$

onde

η = eficiência do estágio

P_o = potência de saída (potência máxima de carga CA)

P_s = potência da fonte (potência CC de entrada)

A potência de saída é igual à potência da fonte subtraída das perdas internas "P_c", logo η é igual a:

$$\eta = \frac{(P_s - P_c)}{P_s} 100$$

A eficiência informa sobre o aproveitamento da energia consumida (retirada da fonte) e é muito útil quando se quer comparar o desempenho entre projetos.

É possível estimar a eficiência do estágio amplificador, computando-se todas as perdas de potência (perdas internas) do circuito, tal como as perdas no transistor, diodo intrínseco do transistor, indutor, etc. Assim tem-se:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{dcon} + P_{tch} + P_{tcond} + P_l + P_x} 100$$

onde

P_o = potência de saída

P_{dcon} = Perdas de condução no diodo

P_{tch} = perdas de comutação no transistor

P_{tcond} = perdas de condução no transistor

P_l = perdas no indutor

P_x = outras perdas de potência

A eficiência de um amplificador classe D deve ser muito melhor que a de um amplificador convencional para justificar sua complexidade extra.

Um amplificador classe B tem uma eficiência teórica máxima de 78,5%. Os amplificadores de modo comutado oferecem altas eficiências (tipicamente bem acima de 90%) [10].

1.5 - CIRCUITO DE COMANDO DO ESTÁGIO DE SAÍDA

Este circuito comanda as chaves de potência do estágio de saída do amplificador.

Para que as chaves semicondutoras tenham o desempenho desejado devem estar associadas a um circuito de comando adequado, que satisfaça os requisitos próprios da chave.

Com um bom circuito de comando reduzem-se os tempos de comutação e as perdas totais, prolongando a vida útil da chave semicondutora e aumentando a eficiência do sistema.

Os circuitos de comando podem ser classificados em função do tipo de chave que tenham que comandar.

- Comandos de base do transistor bipolar
  - . Comandos de base não isolados
    - a) corrente de base constante (Fig. 1.10)
    - b) corrente proporcional à corrente do coletor (Fig. 1.11)
  - . Comandos de base isolados
    - a) corrente de base constante (Fig. 1.12)
    - b) corrente proporcional à corrente do coletor (Fig. 1.13)

- Comandos de porta do MOSFET
  - . Circuitos de comando não isolados (Fig. 1.14-a e Fig. 1.14-b)
  - . Circuitos de comando isolados (Fig. 1.15)

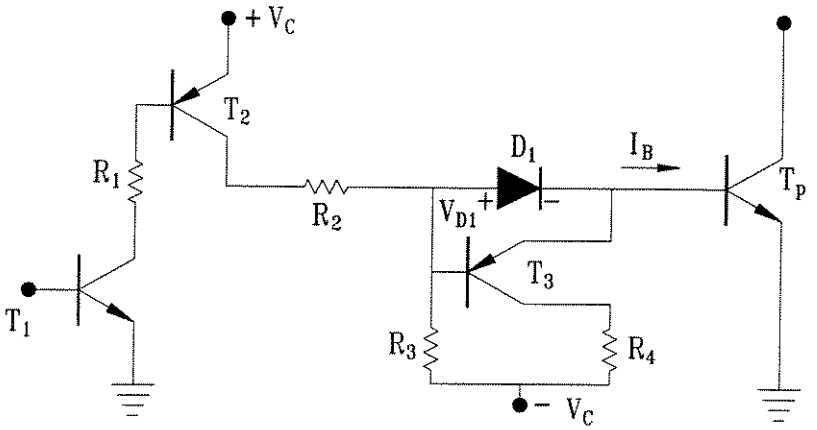


Fig 1.10 - Comando de base com fonte negativa.

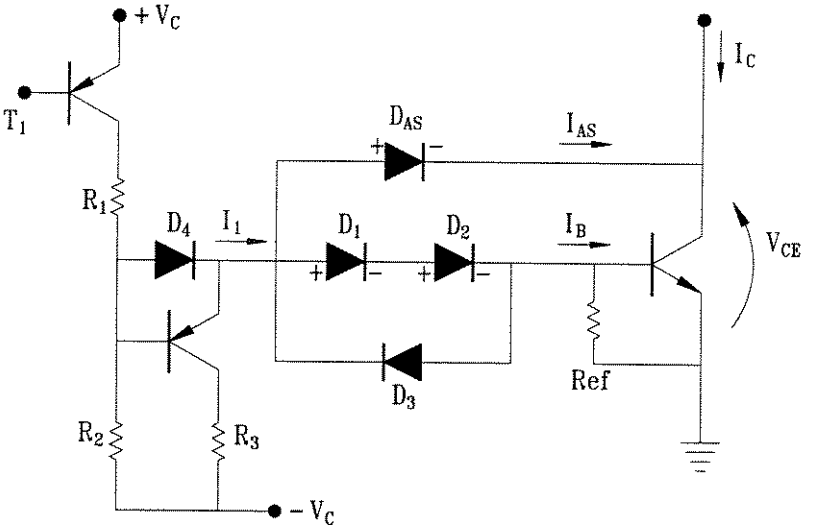


Fig 1.11 - Comando de base com diodo de anti-saturação.

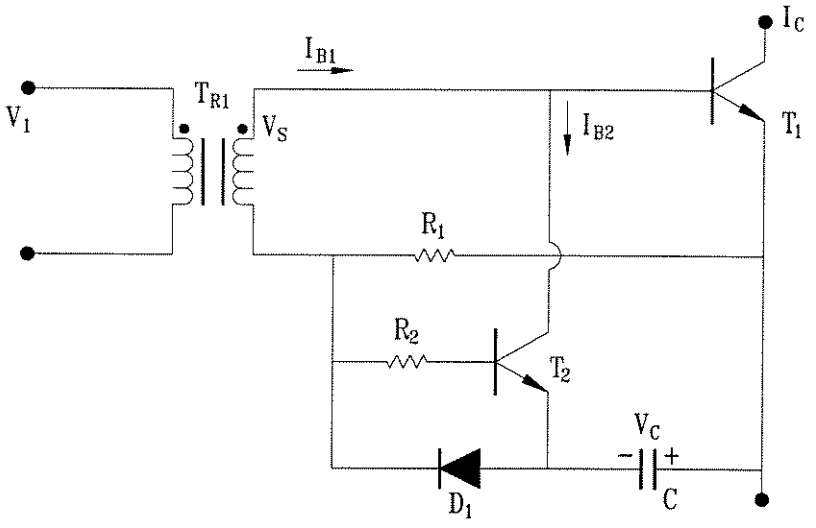


Fig. 1.12 - Comando de base isolado.

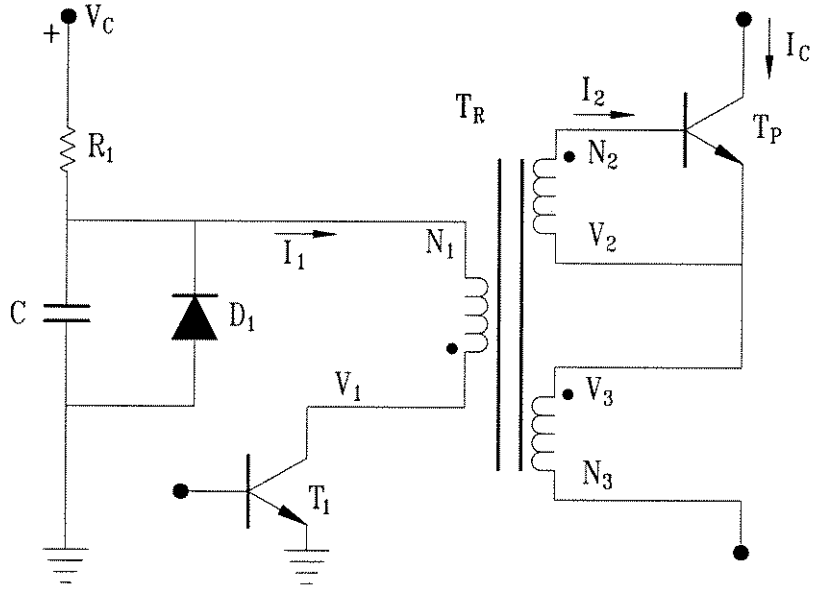


Fig. 1.13 - Comando de base isolado proporcional.

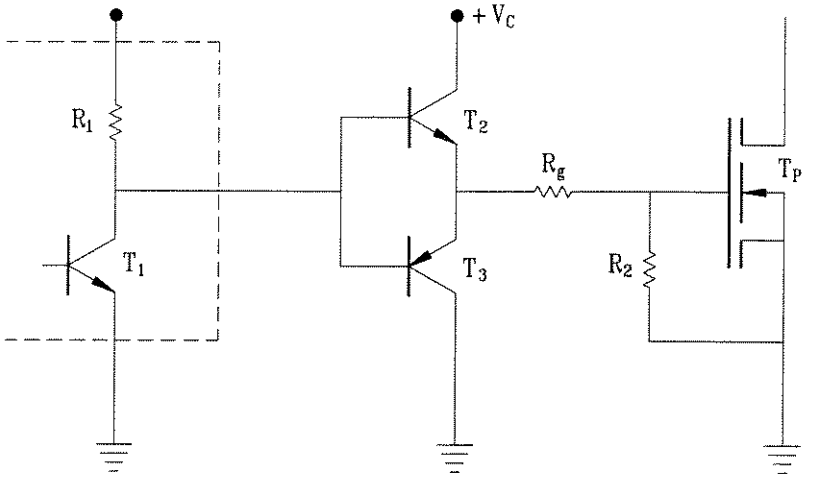


Fig. 1.14-a - Circuito de comando de porta não isolado.

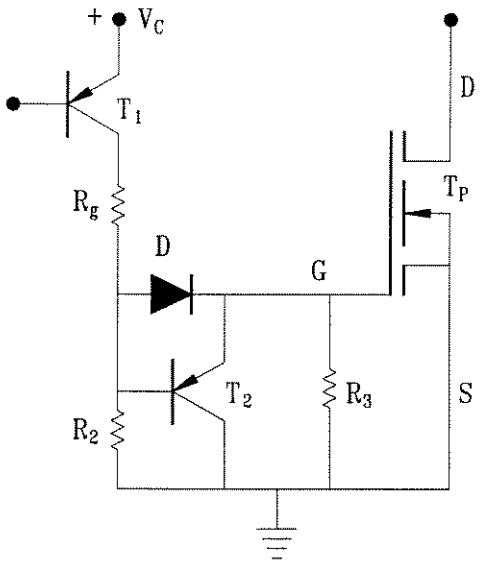


Fig. 1.14-b - Circuito de comando de porta não isolado.

Outro tipo de classificação é feito em função da tecnologia, e é como segue:

- Comandos TTL (Fig. 1.16)
- Comandos CMOS (Fig. 1.17)

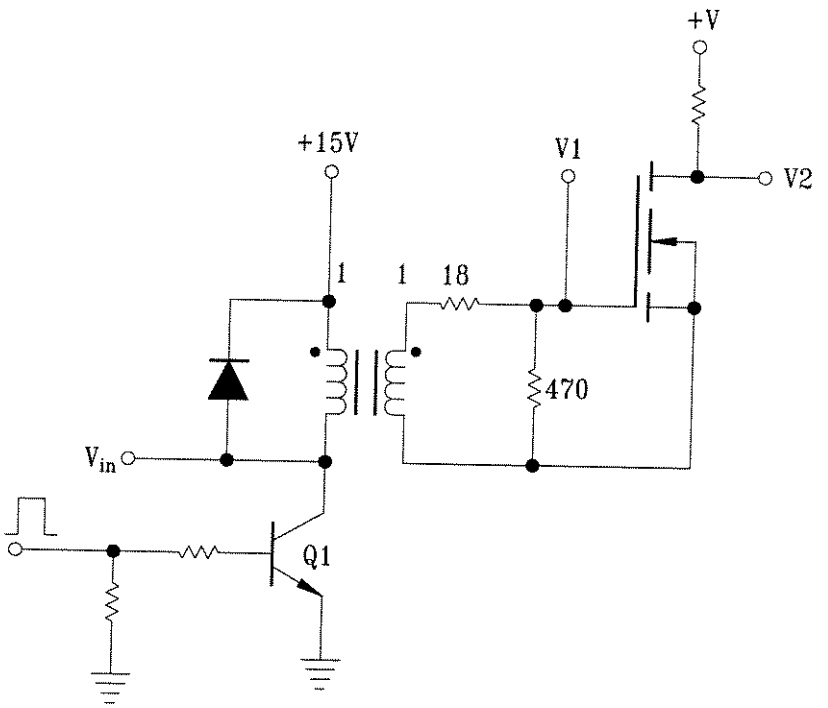


Fig. 1.15 - Circuito de comando de porta isolado com transformador de pulso simples.

Os vários comandos ainda podem ser diferenciados pelo tipo de elementos que os constituem. Existem comandos que são implementados somente com componentes discretos, há os que usam só circuitos integrados, e outros que são compostos de integrados e de elementos discretos (híbridos).

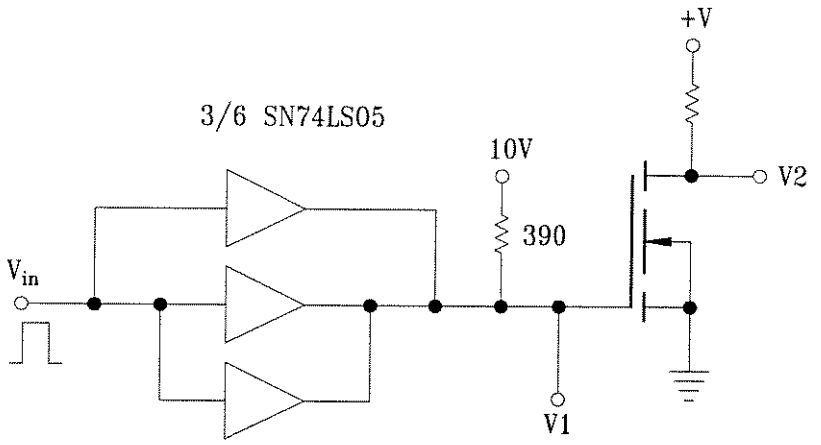


Fig. 1.16 - Comando de porta utilizando portas em paralelo TTL Shottky de baixa potência.

É feito aqui menção aos circuitos de comando mais convenientes para o estágio de saída de um amplificador de áudio, e estes são:

- Comando isolado com opto acoplador
- Comando isolado com transformador de acoplamento
- Comando com "bootstrapping"
- Seguidor de emissor complementar

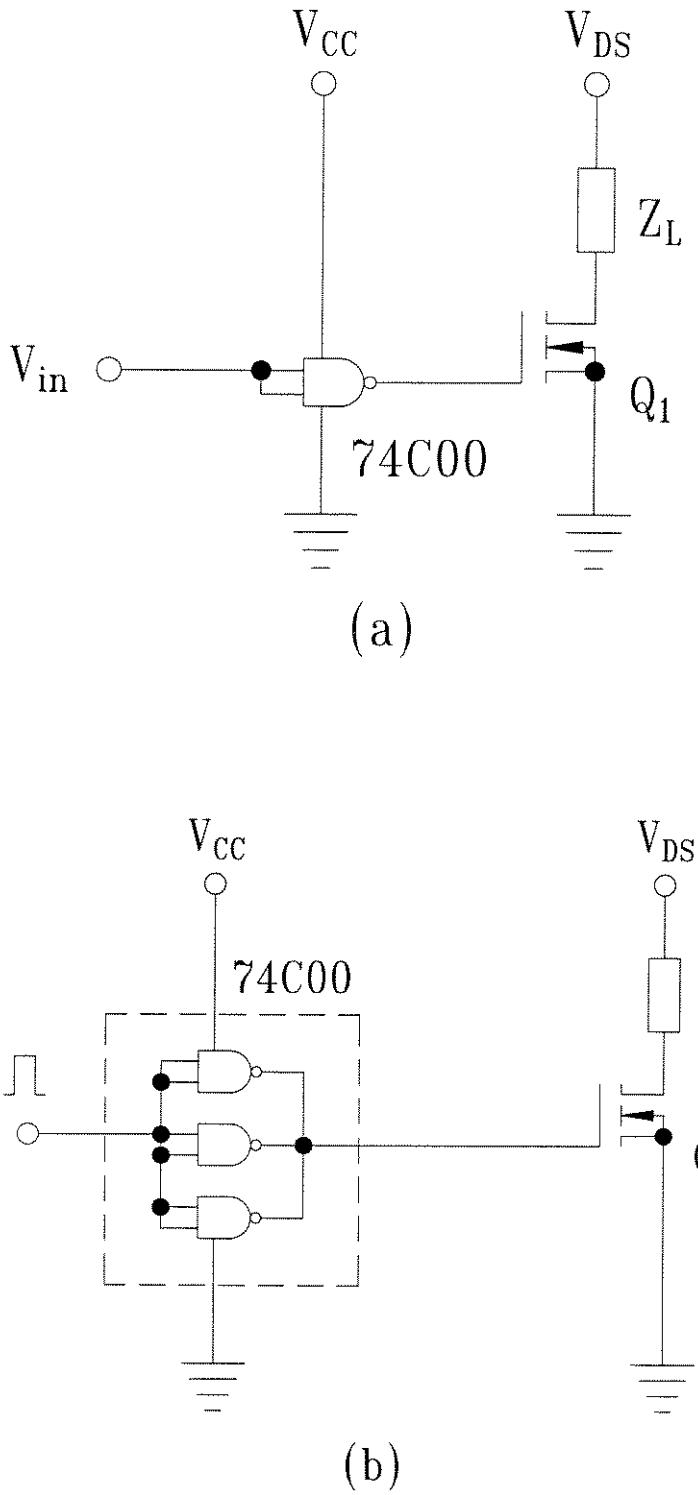


Fig. 1.17 - (a) Acionamento direto de um MOSFET a partir de uma porta CMOS. (b)Para melhorar a velocidade do MOSFET, mais portas CMOS podem ser colocadas em paralelo, de maneira a prover maior corrente de porta.

Os dois primeiros circuitos de comando listados linhas atrás são os mais comumente usados para a obtenção de um sinal de comando de porta isolado.

Os circuitos de comando com opto acoplador via de regra requerem uma fonte separada. A Fig. 1.18 ilustra um circuito com este detalhe. Estes circuitos são relativamente lentos, embora pouco suscetíveis a ruído.

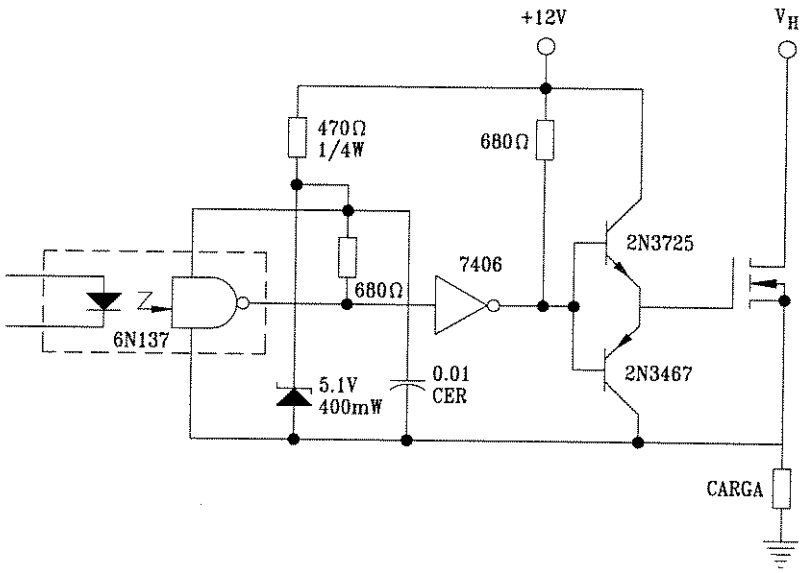


Fig. 1.18 - Circuito de comando com opto acoplador.

Transformadores de pulso podem somente transferir para o secundário um sinal AC (Fig. 1.19), pelo que o *duty cycle* (ciclo de trabalho) comutado é limitado a um valor máximo e um valor mínimo. Os transformadores de pulso sempre tem uma indutância de fuga indesejável, além de serem limitados para operarem em freqüências elevadas.

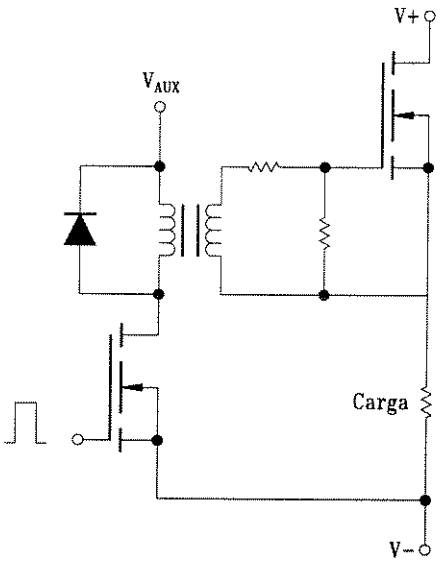


Fig. 1.19 - Circuito de comando isolado com transformador de pulso.

Bootstrapping é uma técnica na qual o sinal de comando de porta é obtido a partir de um capacitor conectado ao circuito de dreno principal (Fig. 1.20). Esta técnica é satisfatória em várias aplicações, entretanto tem limitações quanto ao ciclo de trabalho permitido e à máxima freqüência de operação.

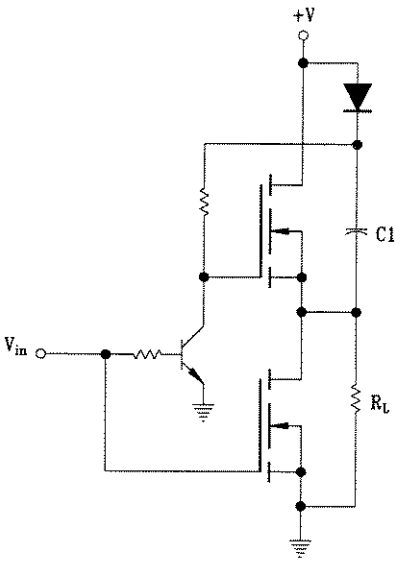


Fig. 1.20 - Circuito de comando com Bootstrapping.

O seguidor de emissor mostrado na Fig. 1.21, é utilizado em aplicações lineares e para melhorar a capacidade de comando de um amplificador operacional ou de uma outra fonte analógica. Este circuito possui baixa impedância de saída. Sua capacidade de entregar corrente é relativamente grande, característica que é dependente da capacidade de suprimento da fonte associada e da possibilidade de seus transistores manipularem a corrente definida por sua carga.

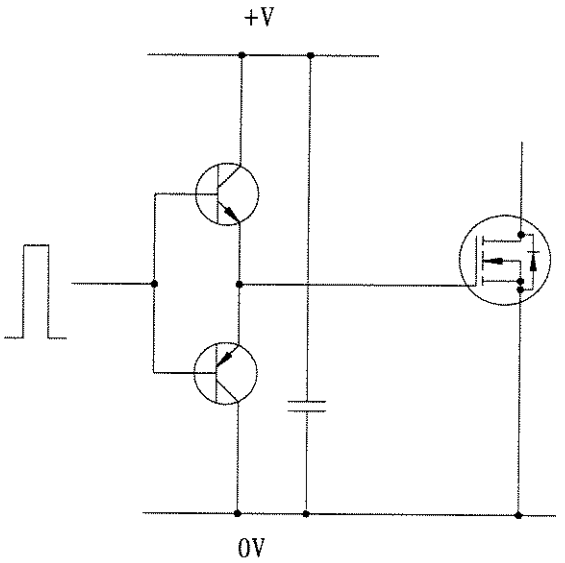


Fig. 1.21 - Circuito seguidor de emissor.

1.6 - CIRCUITO DE CONTROLE POR MODULAÇÃO DE LARGURA DE PULSO

É o estágio responsável pela geração do sinal PWM, a partir do sinal de controle (áudio). O sinal de PWM obtido aqui é utilizado para comandar as chaves semicondutoras

entre os estados de corte e de saturação. É a largura do sinal PWM gerado mediante o circuito que determina os tempos de condução e de não condução dos dispositivos de comutação; e é em função da variação destes tempos que temos incrementos e decrementos na tensão média de saída do circuito controlado pelo sinal de PWM.

Os circuitos mais difundidos para aplicação em amplificadores comutados, em função da filosofia de geração do sinal PWM, podem ser classificados em:

- Circuitos analógicos e
- Circuitos digitais

Ainda é possível fazer diferença entre os circuitos disponíveis no mercado, e que podem ser aplicados no estágio do projeto apresentado aqui, verificando-se o tipo de elementos que fazem parte deste. Há a possibilidade de um circuito de controle por modulação de largura de pulso ser implementado com um número pequeno de componentes discretos e circuitos semicondutores, ou por um circuito integrado dedicado a esta finalidade.

Baseados na filosofia de geração de PWM para o projeto, vemos que o circuito de geração de sinal PWM deverá estar composto basicamente das seguintes partes:

- Oscilador
- Integrador
- Comparador

Mencionamos a seguir alguns dos circuitos capazes e convenientes para cumprir a função de geração do sinal PWM.

- O conjunto, composto de dispositivos semicondutores e alguns componentes discretos (capacitores,

resistores, etc.), que perfilam os blocos básicos para a geração do sinal PWM.

- Circuitos integrados dedicados para a função de geração de PWM, com adição de poucos componentes externos.

As vantagens de uma implementação em relação à outra envolvem os aspectos econômico e técnico. O custo de um CI para a obtenção da função PWM é menor que o custo do conjunto de dispositivos discretos para a mesma função.

Os tempos de comutação dos circuitos integrados dedicados a esta finalidade estão mais ou menos na mesma escala de valores que cada um dos dispositivos discretos, o que significa que os tempos de comutação do conjunto são algumas vezes maiores que os do circuito integrado dedicado.

A suscetibilidade a falhas com o CI é menor, pois os pontos de solda são em número menor, em relação ao conjunto para a geração do sinal PWM.

Outra vantagem do CI em relação ao conjunto de dispositivos discretos reside na facilidade de ajuste de seus parâmetros para sua função (no CI é possível programar estes parâmetros com poucos componentes discretos).

A possibilidade de implementar várias funções dentro de um só dispositivo facilita o projeto e a construção desta etapa.

Cita-se a seguir alguns dos circuitos integrados comerciais adequados à obtenção do sinal PWM:

CI 3524
CI 3525
CI 3526
TL 494

Apresenta-se também alguns dispositivos semicondutores interessantes para implementar o conjunto de geração do sinal de PWM.

- OPAMPs
  - . LF157A
  - . LH4004
  - . LH4117

- COMPARADORES
  - . LM 339
  - . LM 311
  - . LM 360

1.7 - ESTÁGIO DE SAÍDA (POTÊNCIA)

Este bloco amplifica o sinal PWM presente na saída do *buffer* de comando.

As configurações de comutação para o controle de carga podem ser classificadas em:

- Circuitos de comutação básicos
  - . Lado baixo
  - . Lado alto
- Circuitos de comutação Totem Pole
  - . circuito de meia ponte
  - . circuito de ponte completa
  - . circuito inversor

O circuito de lado baixo (Fig. 1.22-a) comuta a carga para o terra. O circuito de comando para esta topologia é mais simples em razão da chave semicondutora ter um terminal referenciado a terra.

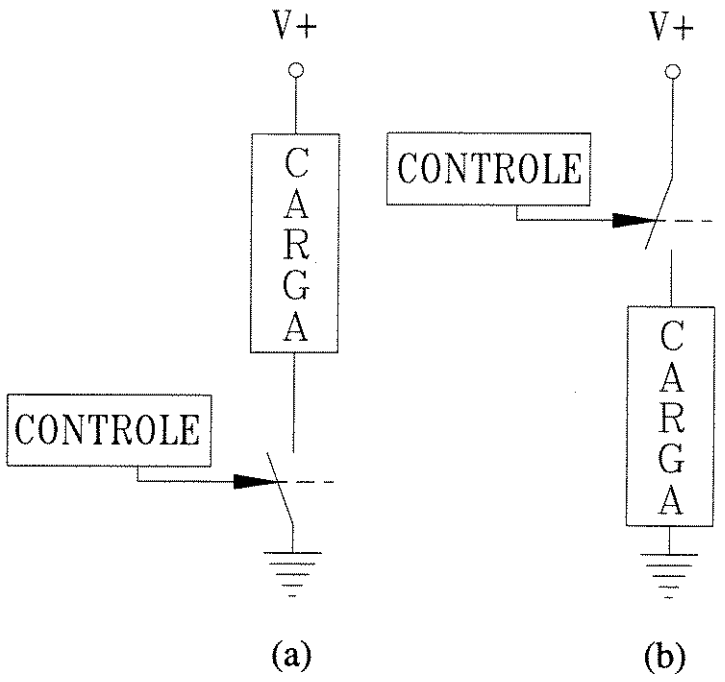


Fig. 1.22 - (a) Lado baixo (Low side).
(b) Lado alto (High side).

O circuito de lado alto (Fig. 1.22-b) comuta a fonte de tensão, provendo isolação ao terminal da carga através da alta impedância da chave (no seu estado de "OFF"). No entanto esta configuração aumenta o trabalho do projetista, pois o sinal de controle desta topologia necessita flutuar com a tensão da carga.

As topologias consideradas mais convenientes para a implementação do estágio de potência de um amplificador classe D, são a meia ponte (Fig. 1.23-a), a ponte completa (Fig. 1.23-b), e o circuito inversor (Fig. 1.24). As duas primeiras topologias são combinações que permitem a comutação da carga para diferentes polaridades de tensão (dupla polaridade para uma única fonte positiva). O circuito inversor permite a obtenção de dupla polaridade

sobre a carga, caso esteja trabalhando com fonte simétrica; com uma única fonte têm-se uma só polaridade sobre a carga. Já os circuitos de comutação básicos não possibilitam a aplicação de dupla polaridade na carga.

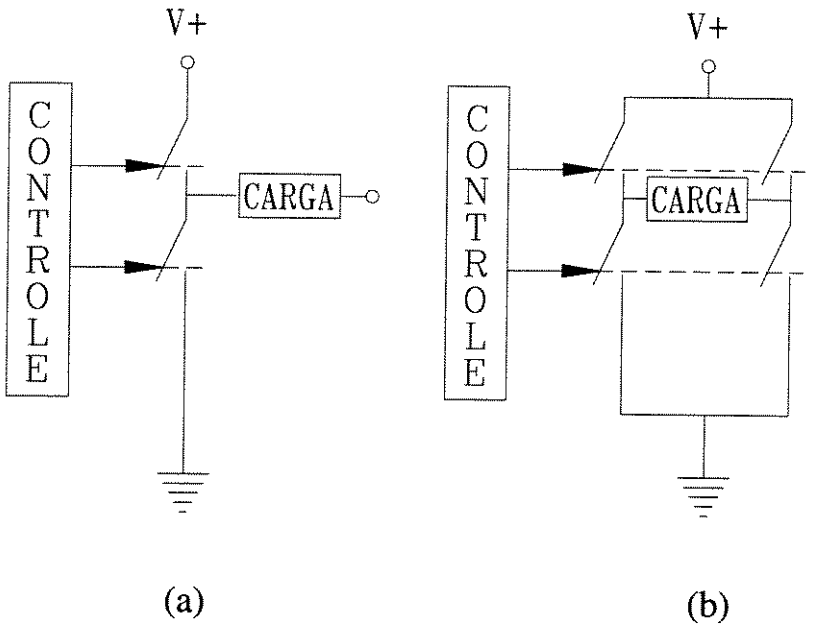


Fig. 1.23 - (a) Meia ponte (Half bridge).
(b) Ponte completa (Full bridge).

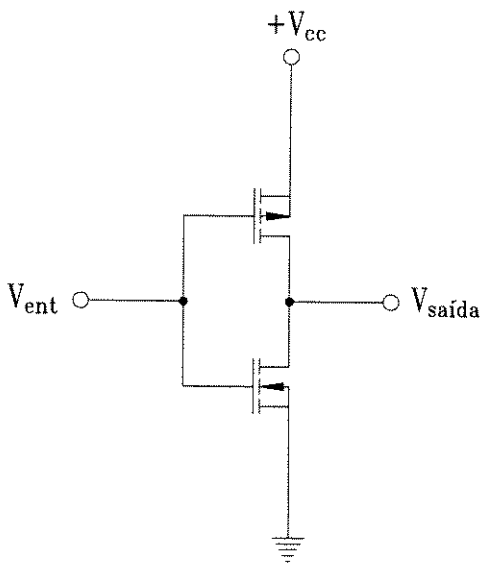


Fig. 1.24 - Inversor.

1.8 - DISPOSITIVOS DE POTÊNCIA DISCRETOS PARA A IMPLEMENTAÇÃO DO ESTÁGIO DE SAÍDA

Os elementos de comutação para as várias configurações de potência mencionadas podem ser:

- Transistores Bipolares
  - . PNP
  - . NPN
- Transistores MOSFETs
  - . canal N
  - . canal P
- IGBTs

Os transistores bipolares possuem menores perdas durante sua condução (operação como chave) que o seu similar MOSFET; a "resistência - on" do MOSFET é maior que a "resistência - on" efetiva do transistor bipolar.

Há a preferência de utilização dos transistores bipolares NPN, sobre os PNP, em razão de terem (os NPN) perdas menores pela maior mobilidade de elétrons em relação às lacunas, o que reduz principalmente os tempos de comutação do componente.

Os MOSFETs podem operar em freqüências bem elevadas, devido a seus tempos de comutação extremamente curtos; este não é o caso dos transistores bipolares.

A impedância de entrada alta dos MOSFETs ($\cong 10^{12}$ ohms), faz com que a potência consumida por estes (no acionamento), e a complexidade do seus circuitos de comando sejam muito menores em relação aos transistores bipolares.

Os de canal N (MOSFETs) apresentam menos perdas que os de canal P; além de terem maior velocidade de comutação, devido à maior mobilidade dos elétrons em relação às lacunas.

Os IGBTs aliam a facilidade de acionamento dos MOSFETs com as pequenas perdas em condução dos transistores bipolares. As velocidades de comutação dos IGBTs e dos transistores bipolares são semelhantes.

A área de operação segura (AOS) dos MOSFETs é muito maior do que a dos transistores bipolares, uma vez que não existe o fenômeno de segunda avalanche.

1.9 - FILTRO PASSA BAIXAS

É o filtro necessário no amplificador classe D, que tem a função de deixar passar as componentes de baixa frequência (faixa de áudio) e atenuar as componentes de comutação de alta frequência. Na faixa de baixa freqüência se encontram as componentes que reproduzem o sinal modulante (sinal de áudio).

O sinal de entrada para o filtro é o sinal PWM presente na saída do estágio de potência do amplificador; o sinal de saída por sua vez alimenta o autofalante.

A ordem do filtro requerido, como o tamanho de seus componentes, poderão variar em função da freqüência de operação do amplificador comutado. Em freqüências de operação altas verifica-se que não se requer um filtro de ordem alta, uma vez que as componentes de comutação de frequência alta, encontram-se mais distantes da faixa de interesse (faixa de áudio); pelo que não existe necessidade de se ter um filtro com inclinação muito abrupta na frequência de corte.

Com o objetivo de minimizar as perdas no filtro, é recomendável utilizar redes LC passivas, com elementos de alta qualidade.

CAPÍTULO 2

PROJETO DE UM AMPLIFICADOR COMUTADO PARA APLICAÇÃO EM ÁUDIO

Neste capítulo é desenvolvido o projeto para cada bloco funcional do amplificador de modo comutado. As seções do presente capítulo que estão associadas de forma direta com um determinado bloco funcional dizem respeito à escolha de uma determinada topologia, a partir das introduzidas no capítulo 1. Apresenta-se a justificativa do circuito, outras características de destaque antes não mencionadas, a descrição dos vários elementos do circuito, bem como a explicação do funcionamento do circuito e seu dimensionamento.

As últimas seções (seção 2.6 e 2.7) expoem idéias e comentários mais globais sobre o projeto implementado e alguns pontos de relevância para o desempenho do amplificador de modo comutado.

2.1 - PROJETO DO CIRCUITO DE COMANDO PARA O ESTÁGIO DE SAÍDA

A topologia escolhida para comandar o estágio de saída é o seguidor de emissor complementar. Sua simplicidade, velocidade de comutação de seus elementos, custo, baixa impedância de saída e a capacidade de operar com correntes relativamente grandes fazem dele um circuito interessante para nossa aplicação.

O seguidor de emissor complementar (Fig. 2.1) é composto de um transistor bipolar npn e de outro pnp, conectados numa configuração TOTEM POLE, de tal forma que ambos atuem como seguidores de emissor, razão pela qual esta configuração apresenta baixa impedância de saída. Estes transistores têm seus terminais de base conectados entre si, o que possibilita que sejam comandados com um único sinal.

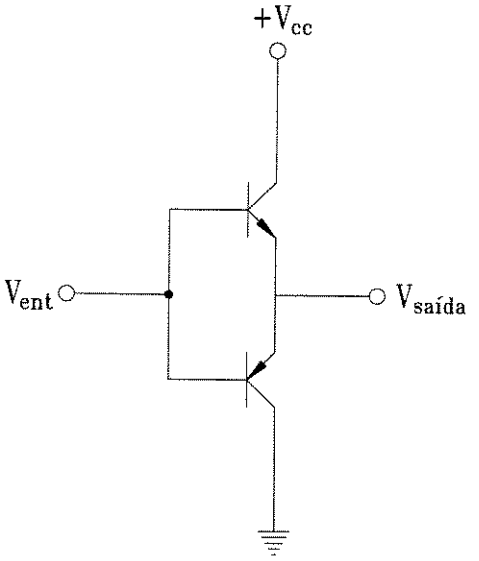


Fig. 2.1 - Seguidor de emissor complementar.

Os transistores do seguidor de emissor complementar estão operando como chaves, nos estados de corte e condução; sua função é a de comandar os MOSFETs de potência do circuito de saída, de forma que estes tenham um bom desempenho de comutação (os transistores do estágio de saída também estão trabalhando como chaves).

Este *buffer* (de transistores bipolares) vê uma rede de reatância capacitiva para comandar (MOSFETs). A Fig. 2.2 mostra a malha formada pelo circuito de comando e pelo estágio de saída. Nela identificamos a impedância de saída do estágio de comando, a resistência série para diminuir as ondulações de comutação ou melhorar o desempenho do MOSFET, e a rede de capacitâncias (capacitância equivalente) do MOSFET. A impedância de saída baixa é importante para o projeto, uma vez que torna menor a resistência à circulação da corrente nesta malha, que contribui a um mais rápido carregamento da capacitância do MOSFET, o que implica num menor tempo de subida (tempo de carregamento). É colocado um diodo em paralelo com a resistência série, para diminuir a resistência à corrente no caminho de descarga da capacitância do MOSFET, para assim melhorar o tempo de descida da tensão de porta.

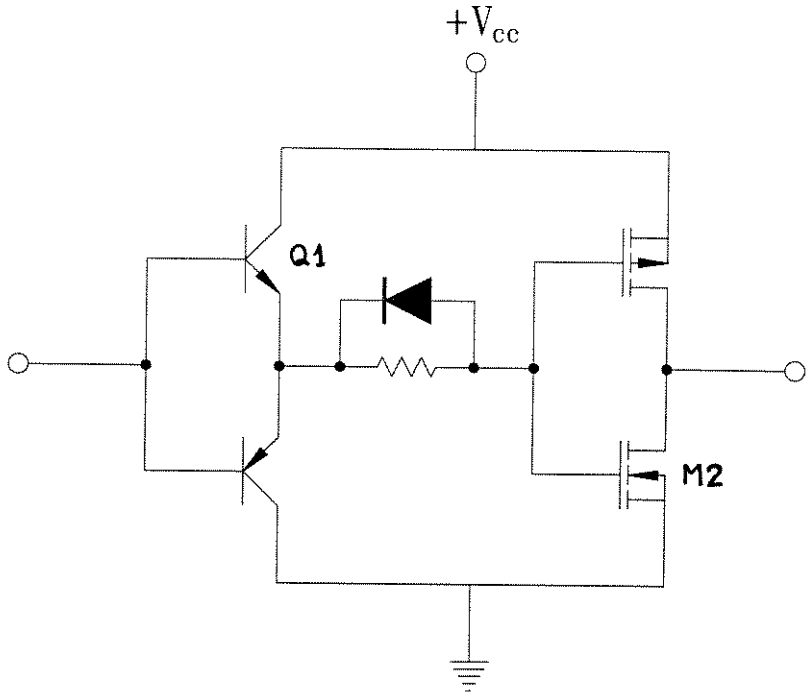


Fig. 2.2 - Malha formada pelo circuito de comando e o estágio de saída.

A determinação dos transistores bipolares que irão implementar o estágio de comando do amplificador comutado é feita a partir da análise da malha formada pelo circuito de comando e pelo estágio de saída (Figura 2.2), sobre a que faz-se algumas considerações que simplificam a análise. A simplificação consiste em desprezar a queda de tensão no transistor envolvido na malha analisada durante o estado de condução (ex: malha 1, transistor superior - Q1, resistência série e a capacitância equivalente do MOSFET M2) e assumir que a capacitância equivalente é igual a zero. Desta maneira o cálculo sobre a malha é simplificado pois este se resume na obtenção da corrente sobre a resistência série (corrente da malha). Com o valor de corrente obtido e a tensão da fonte são especificados os transistores deste estágio. Como o valor da fonte de tensão no projeto desenvolvido aqui é igual a 12V, tem-se que a

corrente na malha é igual a 0,6A , para a resistência série de 20Ω.

$$I = \frac{12V}{20\Omega}$$

$$= 600mA$$

Os transistores de comutação apropriados para este estágio são o transistor bipolar tipo N 2N2222, e o tipo P 2N2907, já que ambos satisfazem os níveis de corrente e de tensão requeridos no projeto.

2.2 - PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE POR MODULAÇÃO DE LARGURA DE PULSO

Para implementar este estágio, foi escolhido o CI 3524 (circuito de controle por modulação de largura de pulso). Este circuito cumpre satisfatoriamente as especificações técnicas necessárias para geração do sinal PWM interessante para o projeto; entre seus parâmetros de destaque estão: sua freqüência de operação, seus tempos de comutação, além das outras vantagens já enumeradas quando da comparação genérica de um CI com o conjunto de dispositivos discretos. Um outro ponto a favor é o fato de ter embutido o bloco do oscilador, parte básica do circuito de geração do sinal PWM. A grande maioria dos circuitos para amplificadores comutados de áudio considera a onda quadrada (gerada num bloco oscilador), uma entrada externa ao projeto.

O diagrama de blocos do CI 3524 é apresentado na Fig. 2.3. É focalizado o estudo nos blocos de relevância para o projeto, entre os quais, consideraremos os seguintes:

- Oscilador
- Circuito gerador de onda triangular
- Comparador

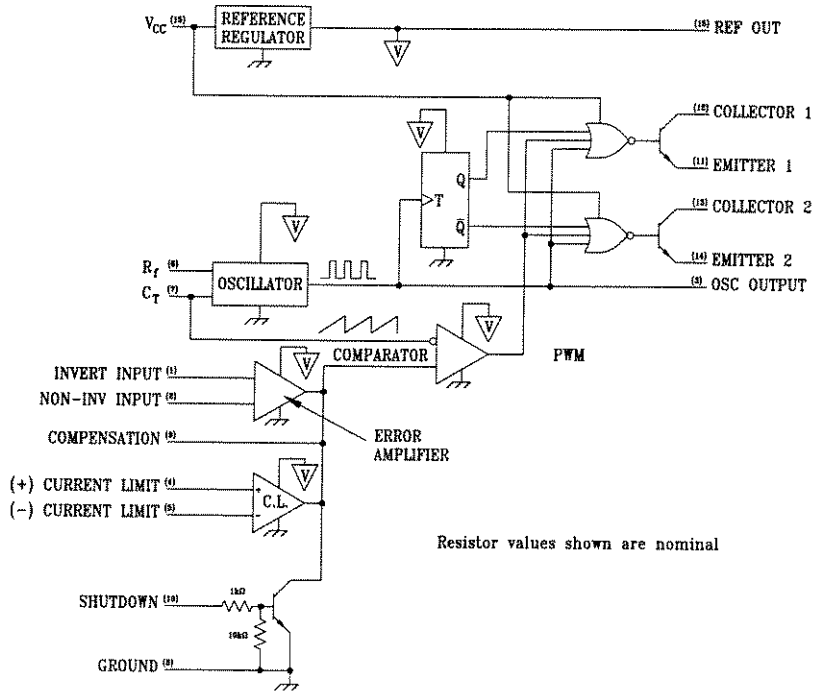


Fig. 2.3 - Diagrama de blocos do CI 3524.

Faz-se também menção a outros blocos (elementos) não de menor importância que os já mencionados, pois é por eles que o sinal de controle é ainda processado para finalmente estar disponível na forma de pulsos, nas duas saídas a transistor que o integrado dispõe; estes outros blocos são:

- Flip-Flop Toggle
- Portas NOR

- Transistores de saída
- Regulador de referência

Apontamos algumas das características mais importantes deste CI. A voltagem de alimentação máxima é de 40V. O CI 3524 fornece duas saídas independentes e complementares, o que permite que sejam utilizadas para comandar uma topologia de saída simples bem como uma topologia em operação *push-pull*. Cada uma de suas duas saídas é capaz de entregar 100mA. A freqüência do oscilador é controlada por um resistor e um capacitor externos. A freqüência máxima programável é de 350 kHz.

O ciclo de trabalho é uma função linear da voltagem aplicada no pino de compensação (pino 9). A Fig. 2.4 mostra esta relação, que só se mantém quando a voltagem aplicada ao pino de compensação varia na faixa de 1V a 3V, uma vez que a onda triangular (dente de serra) gerada no próprio CI tem este mesmo intervalo de amplitude.

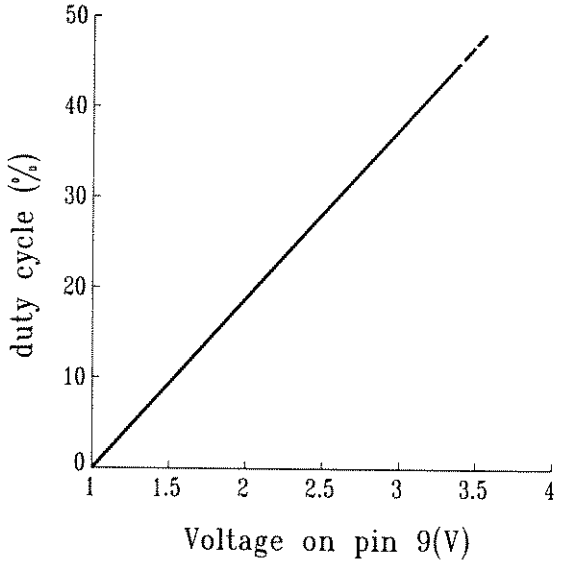


Fig. 2.4 - Voltagem no pino de compensação versus ciclo de trabalho.

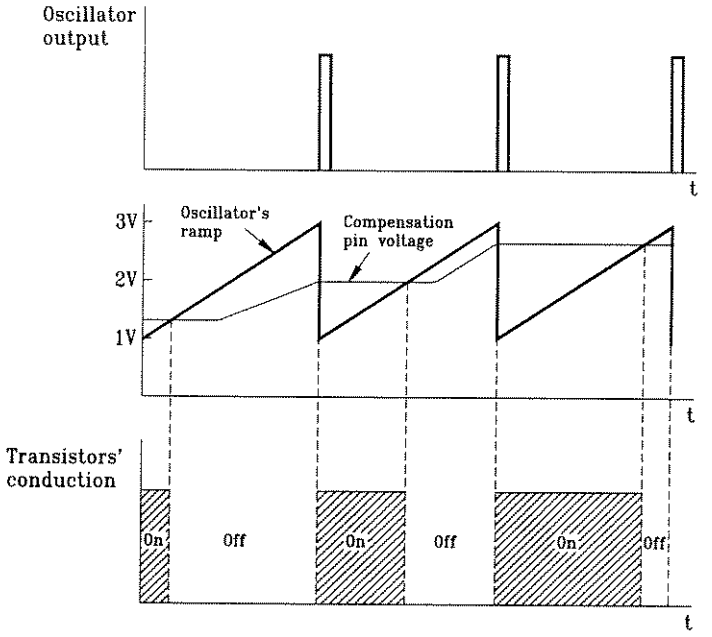


Fig. 2.5 - Operação do modulador de largura de pulso.

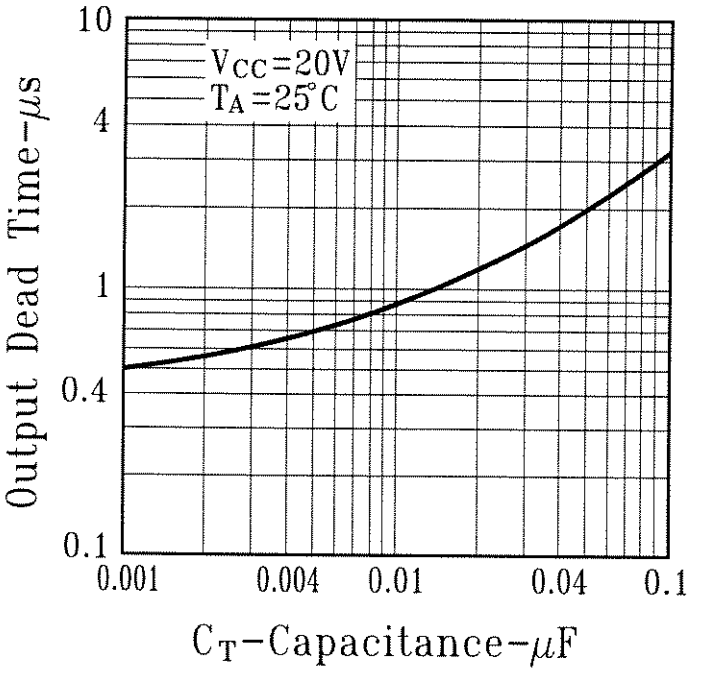


Fig. 2.6 - Tempo morto de saída versus valor da capacitância de temporização.

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

O bloco oscilador gera uma onda periódica retangular (quadrada) de 3,5 V de amplitude (Fig. 2.5). A largura deste pulso é controlada pelo valor do capacitor "C_T", como mostrado na Fig. 2.6. A duração do pulso gerado neste bloco define na saída do CI 3524 o tempo morto de saída (por ciclo). Este bloco, é também responsável pelo controle da freqüência de operação do CI 3524 (freqüência do sinal PWM); que é programada pela resistência "R_T" e pelo capacitor "C_T" como aparece na Fig. 2.7.

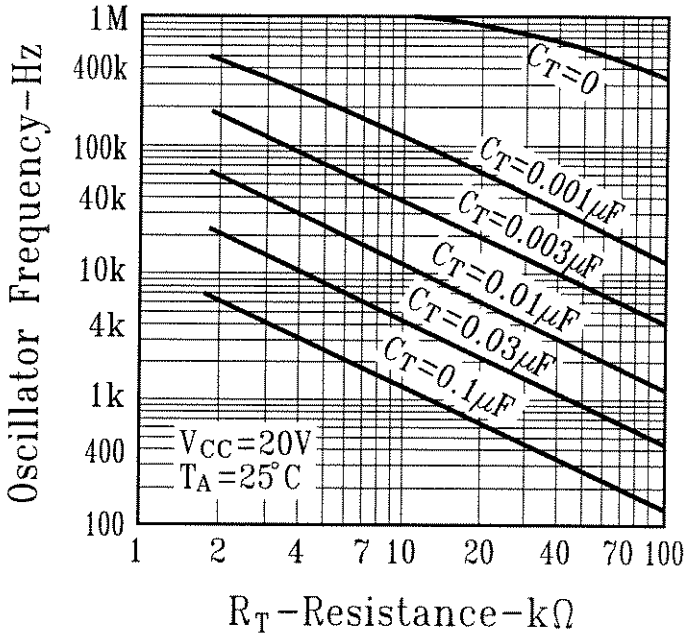


Fig. 2.7 - Freqüência do oscilador versus resistência de temporização.

$$f = \frac{1,15}{R_T . C_T}$$

onde

R_T está em KΩ.
C_T está em μF.
f está em kHz.

Para o capacitor "C_T" os valores práticos estão no intervalo de 0,001 e 0,1 μF. Valores práticos para a resistência "R_T" estão entre 1.8 e 100 KΩ. Estes intervalos determinam uma faixa de freqüência de trabalho para o CI 3524, que vai desde 140 Hz até 350 kHz. A saída do oscilador (onda periódica) está disponível no pino 3.

O circuito comparador é o responsável pela geração efetiva do sinal PWM. Na sua entrada não inversora está aplicada a onda triangular (dente de serra), gerada pelo próprio CI; já sua entrada inversora é acesso para vários sinais; o sinal de controle é um destes, o qual é conectado nesta entrada via pino 9 (pino de compensação). O circuito comparador tem limiares para a tensão de entrada aplicada nele, e são:

1V para o ciclo de trabalho igual a zero
3V para o ciclo de trabalho máximo

O comparador interno do CI 3524 é um comparador diferencial inversor (Fig. 2.8). Os níveis de saída deste comparador são 5V e 0V; a tensão de saída do comparador tem o valor de 5V (positivo) se a diferença de potencial entre a tensão do pino 9 (pino de compensação) e a do pino 7 (onda triangular) for negativa; caso contrário a tensão de saída do comparador é zero. Verifica-se que, quando a tensão de saída do comparador é 5V, o transistor de saída está em "OFF"(não conduzindo); por outro lado, quando a tensão de saída é 0V, o transistor de saída está em "ON" (conduzindo). A Fig. 2.5 ilustra o comportamento do comparador do CI 3524, mostrando também a condução e não

condução dos transistores de saída do mesmo CI, correlacionada com o referido comparador.

V(diferencial): tensão de entrada do comparador
V(diferencial) = V(comp) - V(triangular)

	$V_{saída}$ do comparador	Transistores
V(comp) > V(triangular)	0 V	"ON"
V(comp) < V(triangular)	5 V	"OFF"

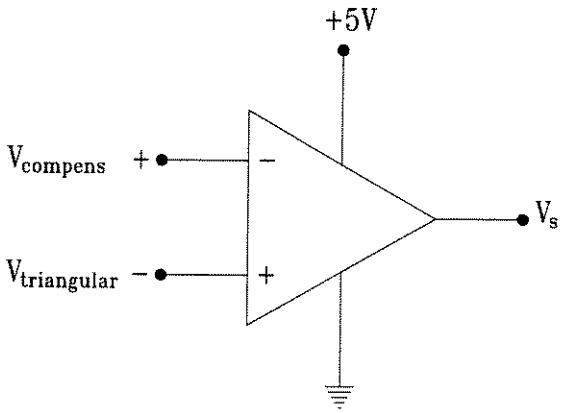


Fig. 2.8 - Comparador interno do CI 3524.

O circuito gerador de onda triangular (dente de serra), é o bloco que gera e coloca uma onda triangular na entrada não inversora do circuito comparador. Este sinal também se encontra disponível no pino 7, onde se conecta o capacitor que determina a taxa de subida da onda triangular.

O conjunto formado pelo Flip-Flop Toggle (FF tipo T) e as portas NOR são implementados no CI 3524 para a obtenção das duas saídas independentes e complementares,

que fazem parte de sua especificação. O Flip-Flop Toggle é um tipo de Flip-Flop que possui uma única entrada de controle; sua comutação acontece com a borda de subida do sinal de controle (ele não muda de estado com a borda de descida do controle). O Flip-Flop Toggle não tem pino de acesso externo.

O CI 3524 possui dois transistores de saída npn (idênticos), cujos coletores e emissores não estão interligados entre si. Cada um destes têm circuitos antisaturação, que limitam a corrente de passagem através de cada um deles para um máximo de 100 mA. A freqüência de saída em cada transistor de saída é a metade da freqüência do oscilador, quando cada saída é usada separadamente, e é igual a freqüência do oscilador, quando as duas saídas são conectadas em paralelo.

O bloco do regulador de referência, produz a tensão de referência interna de 5 volts para alimentação dos outros subcircuitos do CI 3524, a partir da tensão de alimentação para o CI todo. A tensão de alimentação regulável por este bloco varia, de um mínimo de 8V até um máximo de 40V. A tensão de saída regulada pelo circuito tem os seguintes valores:

4,6 V (valor mínimo)
5 V (valor típico)
5,4 V (valor máximo)

Os vários blocos do CI 3524, de interesse aqui, trabalham em conjunto como segue. O comparador diferencial gera um sinal PWM a partir da comparação da onda triangular aplicada na sua entrada não inversora e do sinal de controle aplicado na sua entrada inversora. Este sinal PWM na saída do comparador, alimenta cada uma das portas NOR. As referidas portas também são alimentadas com o sinal proveniente do bloco oscilador. A mesma saída do bloco

oscilador é utilizada para acionar o F/F toggle; as saídas do F/F toggle são entregues para as portas NOR. A saída Q para o canal A, e a saída $\overline{Q}$ para o canal B. Por sua vez, cada porta NOR está ligada a um transistor npn (transistores de saída do CI 3524) tendo a função de comutar "ON" ou "OFF" seu respectivo transistor, em função da lógica combinacional de sua entrada. Como se trata de uma porta NOR, vê-se que esta somente aciona o seu transistor de saída associado quando todas suas entradas estão em nível baixo. A Fig. 2.9, ilustra claramente os sinais envolvidos e seu processamento no CI 3524.

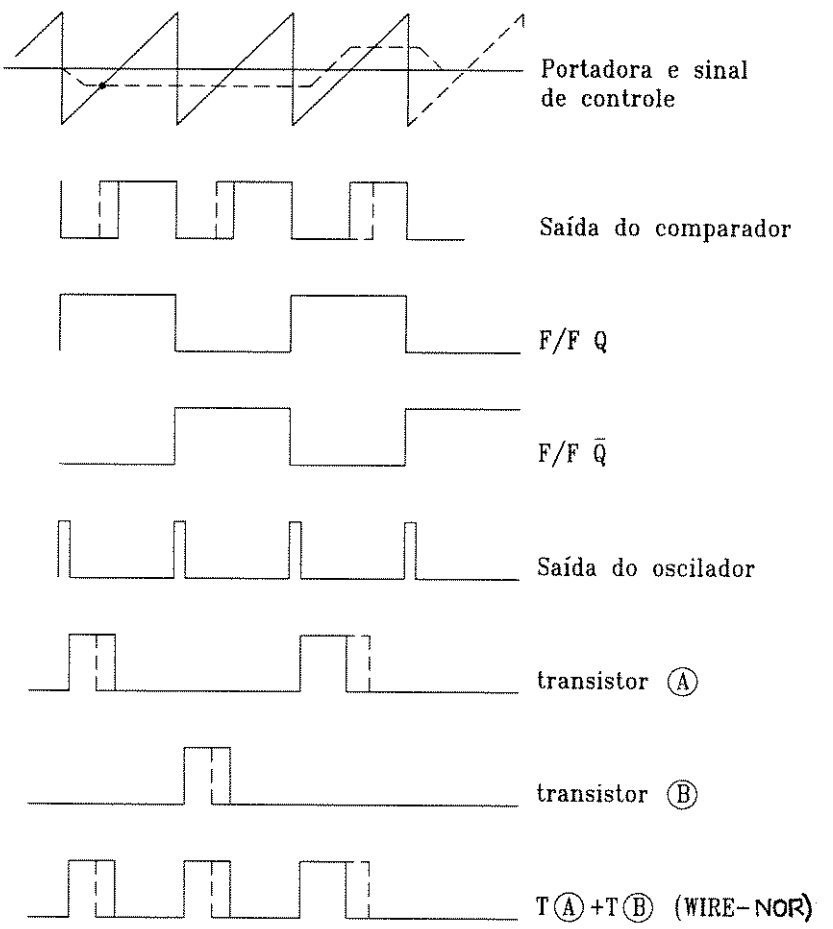


Fig. 2.9 - Sinais que exemplificam a operação do CI 3524.

Aqui vê-se como a largura de pulso é modulada quando o sinal de controle varia sua amplitude; como indicado pelas linhas tracejadas. Verifica-se também os sinais disponíveis nas saídas do F/F toggle (Q e $\overline{Q}$) e do oscilador, para a obtenção respectiva dos sinais no canal A e B (produto da lógica NOR, entre eles mais o sinal de saída do comparador). Finalmente visualiza-se na mesma figura o resultado da operação WIRE-NOR entre os canais de saída, caso seja feita a respectiva conexão elétrica para sua implementação.

No desenvolvimento do amplificador comutado (classe D), utiliza-se o CI 3524 para a obtenção do sinal de PWM. A Fig. 2.23 mostra o diagrama esquemático do amplificador comutado que é apresentado aqui. Neste diagrama verifica-se que o comparador embutido no CI 3524 é a entrada do sinal de áudio (pino 9). Como este comparador só consegue codificar em largura de pulso os sinais que estão na mesma escala da onda triangular gerada no próprio CI, é somado um nível DC de 2V, para definir a excursão simétrica do sinal de controle (áudio). Se em qualquer instante de tempo a amplitude do sinal de áudio de entrada excursionar acima ou abaixo dos limites da triangular (sobremodulação), a forma de onda de saída será recortada ou acrescentada respectivamente, resultando em distorção (Fig. 2.10).

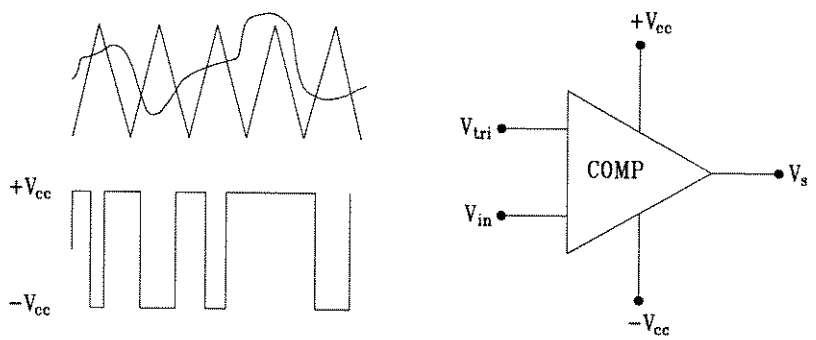


Fig. 2.10 - Distorção no sinal PWM ocasionada pela sobremodulação na geração.

Já na saída do comparador tem-se um trem de pulsos de ciclo de trabalho proporcional ao sinal de áudio (sinal PWM). Após processado este sinal através do F/F toggle e das portas NOR, dispõe-se de dois sinais complementares PWM, cada um tendo parte da informação do áudio. Uma vez que os estágios seguintes são projetados para serem acionados através de um único sinal, os sinais disponíveis no canal A e canal B são somados via operação WIRE-NOR (Os transistores de saída do CI 3524 são ligados eletricamente para a obtenção da lógica NOR). Na saída desta configuração dispõe-se do sinal PWM, com o áudio codificado e na freqüência de operação desejada.

Apresenta-se a seguir as fórmulas requeridas para a obtenção dos valores de alguns parâmetros de interesse para este estágio, como parte constituinte do amplificador comutado, objeto de estudo (estas fórmulas são fornecidas pelo fabricante no seu respectivo catálogo).

Já definida a freqüência de operação de interesse para o amplificador comutado (f = 120 kHz), é feito o cálculo dos componentes ("C_T" e "R_T") que a determinam, o que é feito a partir da fórmula

$$f = \frac{1{,}15}{R_T . C_T}$$

onde o valor de "C_T" é definido para a obtenção de um determinado tempo morto, a partir da fig. 2.6.

$$\text{Então} \qquad R_T = \frac{1{,}15}{f . C_T}$$

O nível DC adicionado ao sinal de entrada de áudio, é obtido via circuito divisor de tensão; assim:

$$V = \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_{cc}$$

2.3 - PROJETO DO ESTÁGIO DE SAÍDA

A escolha para implementar o estágio de potência do amplificador classe D é o circuito ponte completa. Seus benefícios no que se refere à potência de saída (quatro vezes a mais que o circuito meia ponte e o circuito inversor, todos trabalhando com uma única fonte positiva) e a qualidade da forma de onda [03], são justificativas fortes para sua escolha.

O benefício de potência na configuração ponte completa paga o preço do número de chaves semicondutoras (duas a mais que as outras topologias).

Como faz parte da especificação do projeto desenvolvido aqui, a restrição da fonte de alimentação para o valor de 12V (bateria de carro), e a obtenção de uma potência de saída compatível aos níveis comerciais da área automotiva (18 watts para uma carga de 4 ohms), entende-se que a topologia ponte completa satisfaz, como nenhuma das outras topologias, as referidas especificações (Fig. 2.11). O valor de potência de saída para as topologias meia ponte e inversora é igual a 4,52 watts para o mesmo valor de fonte e para a mesma carga de 4 ohms (Figs. 2.12 e 2.13 respectivamente); potência de saída que não satisfaz a especificação.

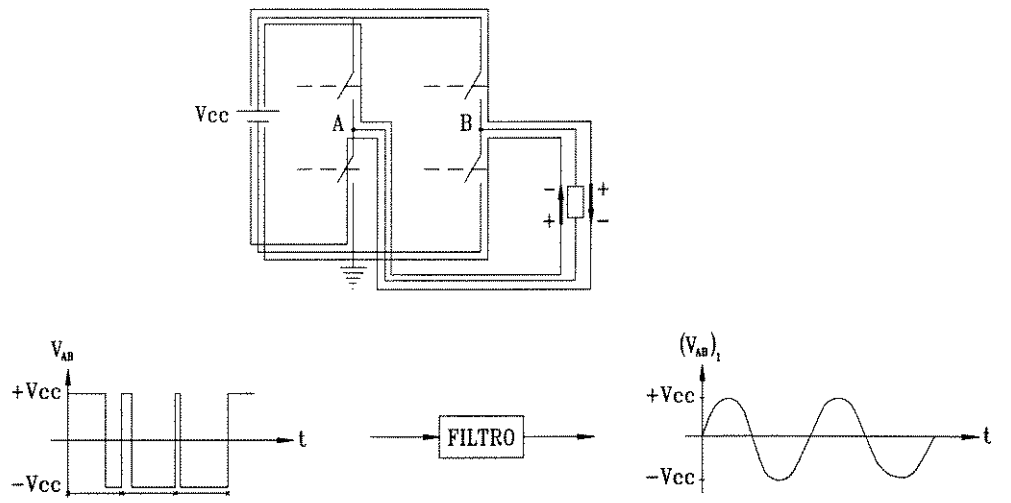


Fig. 2.11 - Topologia ponte completa, sinal comutado antes da carga (filtro + autofalante) e amplitude da fundamental esperada (ma = 1,0).

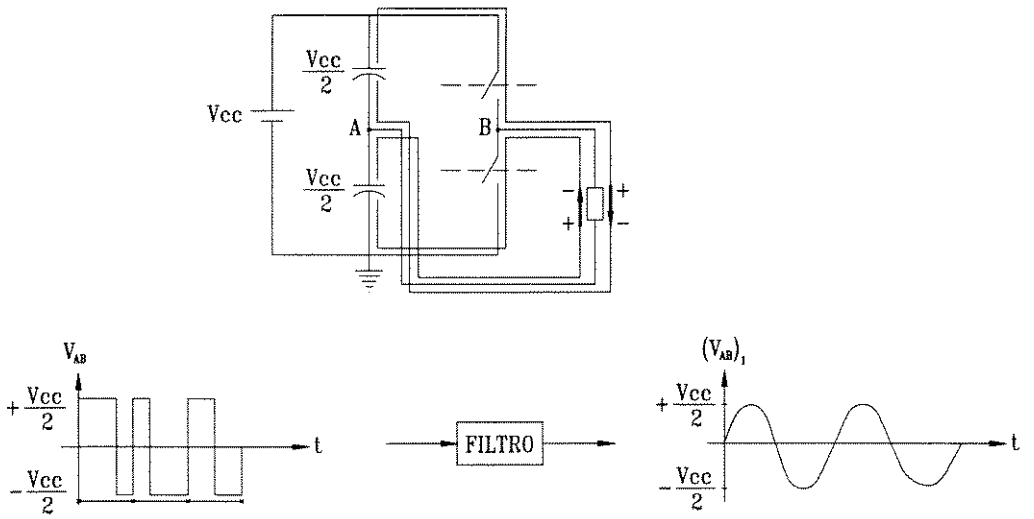


Fig. 2.12 - Meia ponte, sinal de comutação antes da carga e fundamental para o índice de modulação um.

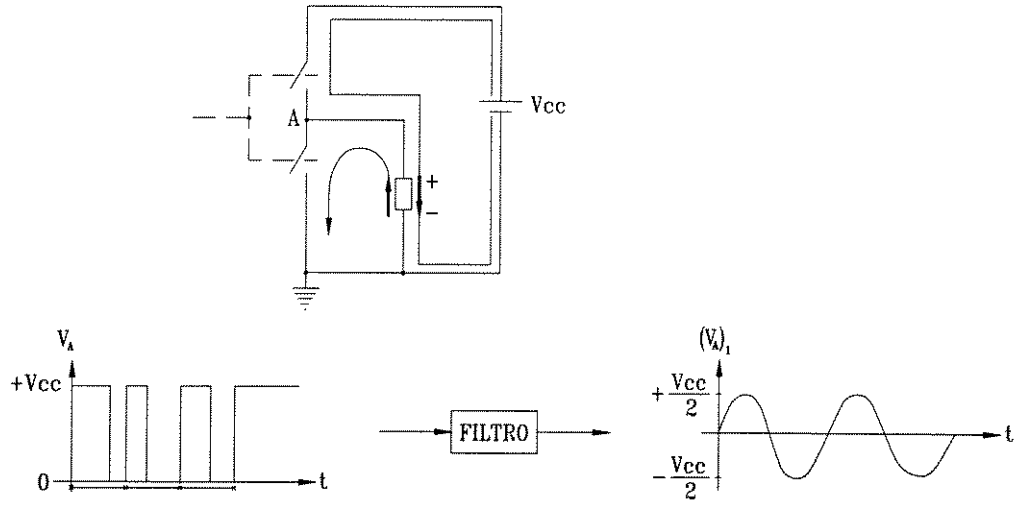


Fig. 2.13 - Inversor, sinal comutado antes da carga (filtro + autofalante) e fundamental teorica para ma=1.

Se a especificação única (sem restrição na fonte de alimentação) fosse a potência de saída (um valor determinado), a topologia ponte completa ainda seria a melhor alternativa comparada às duas outras já mencionadas, pois para que a topologia meia ponte e o circuito inversor produzam a mesma potência de saída, devem ter uma fonte de alimentação duas vezes maior que a fonte utilizada pela configuração ponte completa. Como a especificação dos transistores que implementam a topologia meia ponte e a inversora aumentam em valor da tensão dreno-fonte ($V_{(BR)DSS}$: tensão de ruptura dreno-fonte; máxima tensão aplicável entre seus terminais dreno e fonte), as resistências de condução serão maiores, uma vez que estas chaves suportam uma tensão maior (2 vezes a mais que as chaves utilizadas na topologia ponte completa). Por exemplo, o dispositivo BUZ250 com uma área de chip de 20 mm^2 é especificado para uma tensão de 250V e 17A, e $R_{DS}(on)$ igual a 0,24Ω. Enquanto o BUZ331 com área de 25 mm^2 (comparável ao outro), tensão de 500V, corrente de 8A, e $R_{DS}(on)$ de 0,8Ω [5].

Vemos por este exemplo, que a chave que suporta menor tensão (metade que a outra) tem uma relação de 1/3 de $R_{DS}(on)$ comparada com a que suporta maior tensão.

Pode-se concluir assim que para um determinado nível de potência, a aparente vantagem em custo e em quantidade de componentes, das topologias meia ponte e inversora não é verdadeira, pois apesar do circuito ponte completa ter em série duas chaves com a carga (a cada comutação), as suas perdas podem ser mais baixas que com uma topologia meia ponte e inversora.

Os MOSFETs de voltagem mais baixa têm também consideravelmente mais baixo Q_{rr}; contribuindo para a diminuição de perdas devido a *carry current* do diodo intrínseco.

Uma outra vantagem da topologia ponte completa é dada em termos de distorção. Com esta topologia os produtos de distorção de ordem par se cancelam [04].

Descreve-se a seguir a topologia ponte completa implementada como parte deste trabalho. Através da Fig. 2.14 vê-se que esta topologia está composta de quatro chaves semicondutoras. Pode-se referir a esta topologia ponte completa, como aquela constituída de duas pernas (identificáveis na Fig. 2.14); cada uma delas está constituída de dois transistores complementares (canal P para a chave superior e N para a chave inferior), os quais têm seus terminais de porta e de dreno ligados entre si. O transistor superior (para cada perna), tem seu terminal fonte conectado à fonte de alimentação (12 Vdc); por sua vez o transistor inferior (para cada perna) tem seu terminal fonte ligado à terra. Cada uma das pernas do circuito ponte completa é acionada por um único circuito de comando (um único sinal). O sinal gerado para acionar uma perna, é invertido via inversor CMOS 4049 e passado através do circuito de comando (*buffer*), para comandar a outra perna.

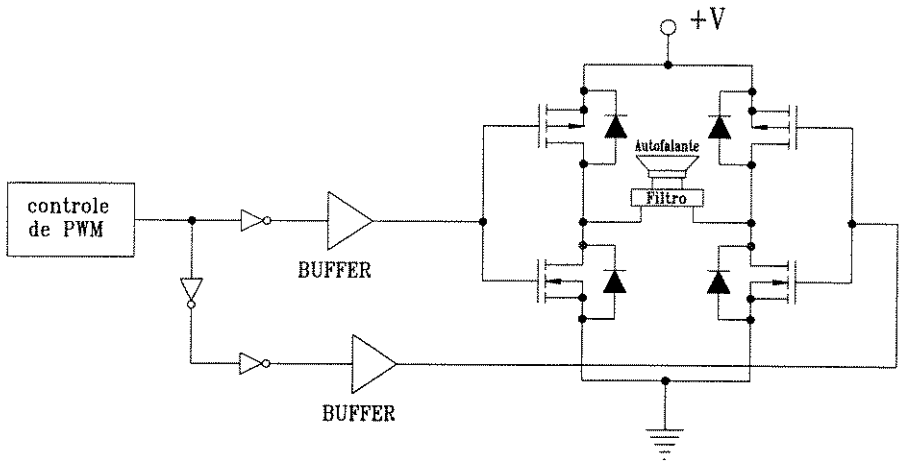
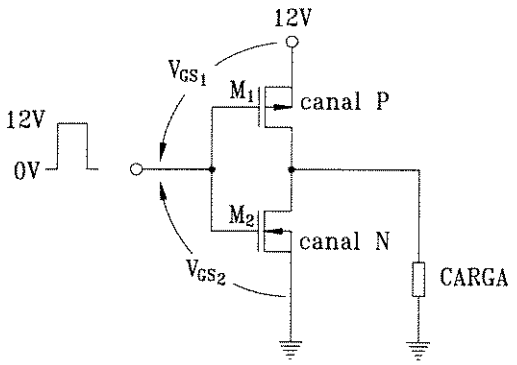


Fig. 2.14 - Topologia ponte completa implementada com 2 transistores canal N e 2 canal P. Em detalhe os dois sinais de comando.

Para o nível de tensão que se está trabalhando (fonte ≤ 20V), em uma topologia composta por transistores canal N e canal P (cada perna) é possível referenciar o sinal de comando às terminações da(s) fonte(s) de alimentação (DC) associadas ao circuito. Assim, para uma só perna (Inversor) tem-se a comutação da chave superior e inferior alternadas em função do sinal presente no terminal de porta de ambos transistores (os dois transistores têm conectados seus terminais de porta). A Fig. 2.15 mostra as tensões aplicadas sobre cada chave para sua respectiva comutação, a partir do sinal de comando presente na(s) porta(s).



p/ V_G=0V $V_{GS_1}=V_G-V_S$ =0−12=−12 M_1 conduz

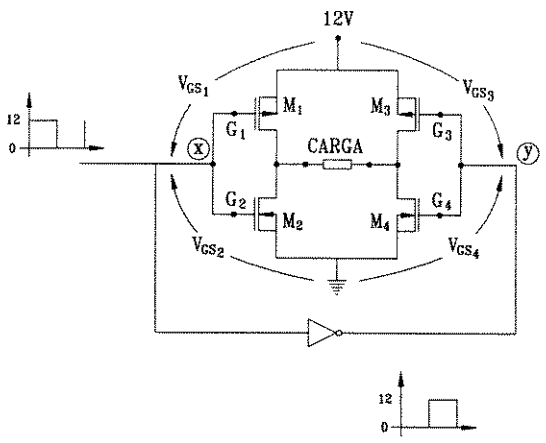
$V_{GS_2}=V_G-V_S$ =0−0=0 M_2 corta

p/ V_G=12V V_{GS_1}=12−12=0 M_1 corta

V_{GS_2}=12−0=12 M_2 conduz

Fig. 2.15 - Circuito inversor (uma perna da ponte completa) e em detalhe as tensões para a condução dos transistores.

Para o caso da topologia ponte completa, a comutação das chaves semicondutoras acontece de forma semelhante (são duas pernas comutando em sincronismo). A Fig. 2.16 ilustra a este respeito.



p/ x=0V V_{GS_1}=0−12=−12 M_1 conduz

V_{GS_2}=0−0=0V M_2 ñ conduz

y=12V V_{GS_3}=12−12=0V M_3 ñ conduz

V_{GS_4}=12−0=12V M_4 conduz

p/ x=12V V_{GS_1}=12−12=0V M_1 ñ conduz

V_{GS_2}=12−0=12V M_2 conduz

y=0V V_{GS_3}=0−12=−12 M_3 conduz

V_{GS_4}=0−0=0V M_4 ñ conduz

Fig. 2.16 - Ponte completa com os sinais de tensão envolvidos para a correta operação da topologia.

O sinal aplicado nas portas dos transistores M_1 e M_2 é inverso ao aplicado nas portas dos transistores M_3 e M_4. Assim quando o transistor M_1 está conduzindo, o transistor M_4 também está; logo fecha-se uma primeira malha de condução (caminho de condução), Fig. 2.17.

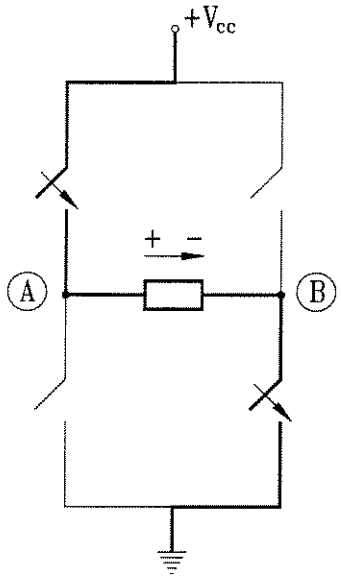


Fig. 2.17 - Tensão V_{AB} positiva para o caminho de condução onde a corrente flue de esquerda para direita.

Pela Fig. 2.17, vê-se que quando os transistores M1 e M4 estão conduzindo, têm-se uma tensão (V_{AB}) de polaridade positiva sobre a carga (no valor da fonte de alimentação: +12 Vdc), com a corrente no sentido da esquerda para a direita. Um outro caminho de condução sobre a carga é formado quando as chaves M_3 e M_2 estão conduzindo; neste caso a tensão aplicada sobre a carga é negativa (valor da fonte com polaridade trocada: -12 Vdc),

e o sentido da corrente muda, sendo agora da direita para a esquerda (Fig. 2.18). Como o sinal que comanda estas chaves semicondutoras é um sinal PWM, gerado a partir do áudio, têm-se disponível entre os pontos "A" e "B", após algumas comutações, um sinal semelhante ao mostrado na Fig. 2.19.

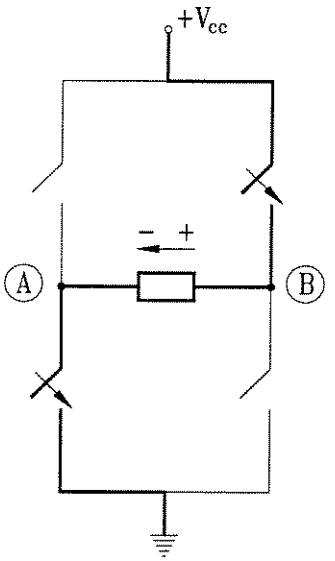


Fig. 2.18 - Tensão V_{AB} negativa quando na malha de condução a corrente flue de direita para esquerda.

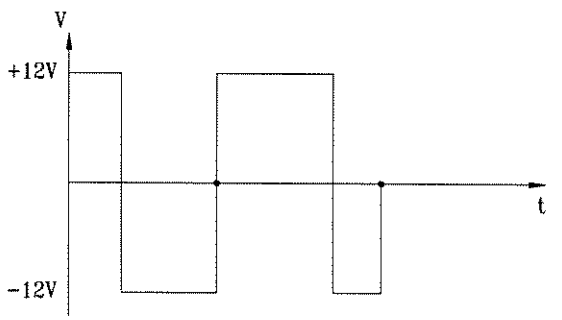


Fig. 2.19 - Sinal comutado (PWM) obtido através da topologia ponte completa (medido entre os pontos A e B, antes o filtro + autofalante).

O sinal da Fig. 2.19 é aplicado na entrada do filtro passa baixas (parte integrante de todo amplificador de áudio comutado), necessário para a obtenção do sinal de controle amplificado, sem as componentes harmônicas de comutação de alta freqüência.

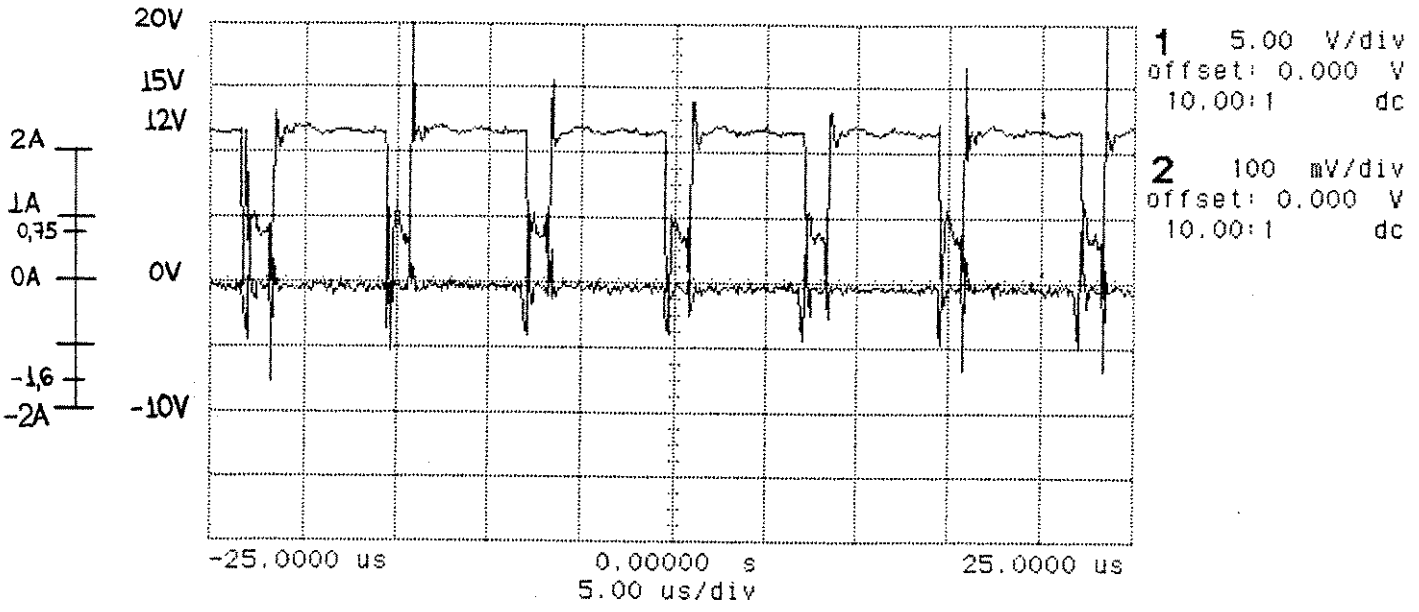


Fig. 2.20 - Sinais de comutação de tensão e de corrente sobre as chaves da topologia de saída do amplificador comutado desenvolvido.

A partir da Fig. 2.20 é feito o dimensionamento e escolha dos transistores que fazem parte da topologia ponte completa já selecionada. Tal dimensionamento faz-se considerando a pior situação; isto é, o momento em que haveria máxima dissipação de potência. A Fig. 2.20 mostra a tensão dreno-fonte num transistor da ponte (medida experimental) e sua respectiva corrente de dreno. Assim, vê-se que a tensão de pico dreno-fonte atinge um valor máximo de 20V e a corrente tem um valor de pico máximo de -1,6A; é com base nestes valores de tensão e de corrente que faz-se a especificação dos transistores de potência para o estágio de saída. A especificação feita aqui tem um caráter conservador, isto é, considera-se sempre as condicões extremas de operação.

O transistor escolhido é o IRLL014 da International Rectifier, que é fabricado para manipular uma corrente de dreno continua de 2,7A e suportar uma tensão dreno-fonte de 60V; este transistor cobre folgadamente os requisitos do circuito para as chaves inferiores da ponte completa.

Para implementar as chaves superiores do estágio de saída é escolhido o transistor IRFL9014, também da International Rectifier, o qual tem como especificação -1,8A de dreno e -60V como tensão dreno-fonte.

2.4 - ESCOLHA DOS DISPOSITIVOS DE POTÊNCIA DISCRETOS PARA A IMPLEMENTAÇÃO DO ESTÁGIO DE SAÍDA

São escolhidos os transistores MOSFETs de potência, como chaves semicondutoras do estágio de potência de saída. As características idealmente requeridas das chaves de potência num amplificador classe D, de:

- rapidez, de baixas perdas de comutação
- grande área de operação segura (SOA)
- capacidade de conduzir corrente em ambas direções (para acionar uma carga reativa: o filtro) e
- boa capacidade de dv/dt e di/dt

são satisfeitas pelos transistores MOSFETs de potência.

O fácil acionamento destes diminui o custo do conjunto. São os curtos tempos de comutação dos MOSFETs que fazem baixas suas perdas de comutação, o que conseqüentemente os capacita para operarem em altas freqüências.

Escolhe-se que as chaves superiores de cada perna, da topologia ponte completa desenvolvida aqui (Fig. 2.12), sejam implementadas com MOSFETs de potência canal P. A escolha deste tipo de transistor faz com que se simplifique o circuito de acionamento para as chaves superiores da configuração do estágio de saída; não havendo mais a necessidade de terem que utilizar um circuito de acionamento com isolação. O menor número de componentes é um outro benefício.

Por outro lado, determina-se como chaves semicondutoras inferiores para cada perna (ponte completa), os MOSFETs de potência canal N. Uma vez que ambos transistores têm seus terminais de fonte conectados ao terra, fica mais fácil a obtenção (geração) de seus respectivos sinais de acionamento.

O conjunto de MOSFETs canal N e canal P (de cada uma das pernas da topologia ponte completa) contribui para um mais fácil acionamento dos transistores, pois o conjunto canal N e canal P (Fig. 2.16) podem ser acionados com um único sinal (só um circuito de comando). Esta possibilidade está associada à configuração do circuito (cada perna da topologia ponte completa) e está limitada a

fontes de alimentação menores ou iguais a 20 volts (≤20). Verifica-se que para o referido acionamento conjunto, os terminais de porta de cada um dos transistores (canal N e canal P) devem ser conectados juntos.

2.5 - CARACTERÍSTICAS DO FILTRO PASSA BAIXAS IMPLEMENTADO

O filtro implementado neste trabalho é um filtro Passa Baixas Butterworth de 4ª ordem, composto de duas redes LC passivas em cascata. A Fig 2.21 mostra tal filtro, com os valores calculados para cada um de seus elementos [12]. R_s e R_l são as impedâncias de fonte e de carga respectivamente.

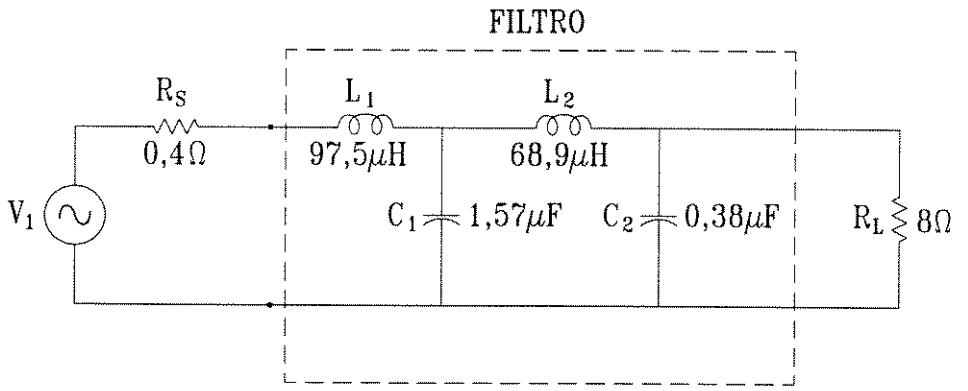


Fig. 2.21 - Filtro Passa Baixas implementado.

A resposta em frequência deste filtro, obtida por simulação (PSPICE), visualiza-se através da Fig 2.22. Nesta figura verifica-se que a freqüência de corte (-3dB)

acontece na freqüência de 20 kHz (como projetado). Apartir da mesma Figura observa-se que a atenuação na banda de passagem (mais exatamente de 0 Hz até 10 kHz) é de -0,45dB e que a atenuação na banda de não passagem (especificamente em 50 kHz) é de -30dB para o sinal de entrada.

Uma vez que o sinal PWM amplificado, que se encontra na entrada do FPB, possue um nível DC, há a necessidade de se colocar um capacitor série para desacoplar este nível DC entre a saída do FPB e o autofalante, evitando a saturação deste.

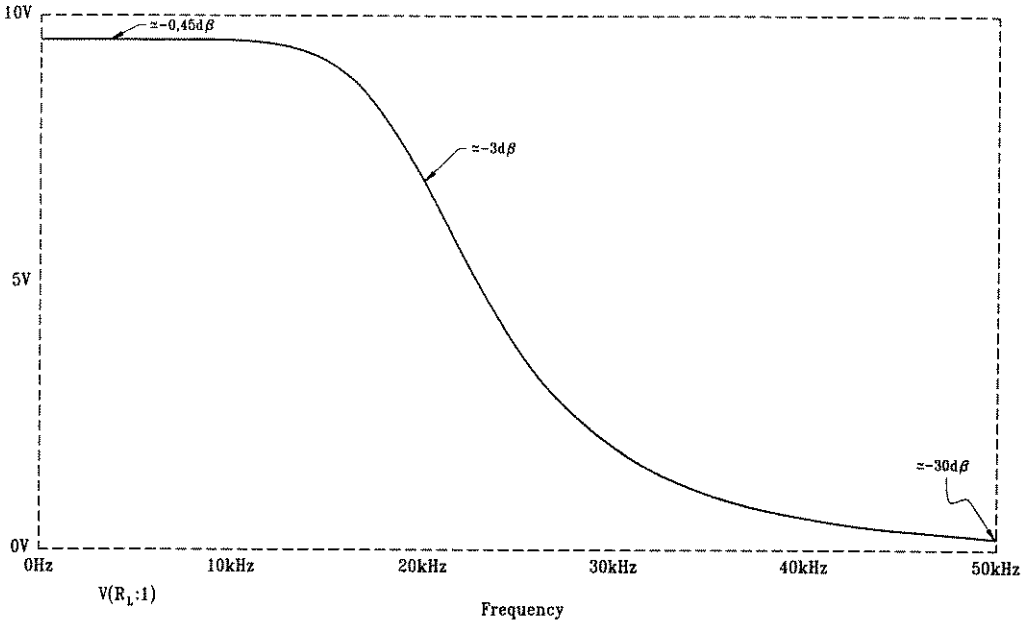


Fig. 2.22 - Resposta em freqüência do FPB implementado. Simulação obtida no PSPICE.

2.6 - O AMPLIFICADOR COMUTADO PROJETADO IMPLEMENTADO

A Fig. 2.23 mostra o diagrama esquemático do amplificador de áudio de modo comutado que foi implementado neste trabalho a partir do projeto dos seus vários blocos funcionais desenvolvidos nas seções anteriores deste mesmo capítulo. O CI 3524 desempenha a função de modulador por largura de pulso como de gerador de relógio (oscilador); o CI 4049 tem uma de suas células utilizada efetivamente como inversora de um canal e duas outras para o condicionamento do sinal do outro canal; os transistores bipolares de T_1 a T_4 fazem o papel de comando do estágio de saída; os MOSFETs de M_1 a M_4 implementam o estágio de saída e os componentes L_1, L_2, C_1 e C_2 definem o filtro de saída. A carga (autofalante) é de 8Ω e não de 4Ω como inicialmente programado, uma vez que inicialmente projetou-se o filtro para a carga de 8Ω. Como o projeto e a implementação é objeto de estudo não foi reprojetado o referido filtro, ficando assim o amplificador com carga de 8Ω.

Os transistores que implementam o protótipo de amplificador comutado desenvolvido são o MTP12N10 para as chaves inferiores, e o MTP12P10 para as chaves superiores. A especificação destes é de 12A para a corrente de dreno, e de 100 volts para a tensão dreno-fonte. Tal especificação está bem acima da requerida (ver a parte de dimensionamento na seção de projeto do estágio de saída); porém, estes dispositivos foram opção para a construção do amplificador em uma primeira estimativa não exata. Como existe dificuldade de encontrar o par complementar no mercado nacional, e tratando-se de um protótipo objeto de estudo, ao que se soma o fator preço (não são baratos aqui), tais dispositivos ficaram na implementação do projeto apresentado aqui.

É importante salientar que houve uma melhora qualitativa e expressiva das formas de onda de comutação quando a montagem do amplificador comutado passou de "pront-o-labor" para placa de circuito impresso. A diminuição da amplitude do *ringing* (oscilações) obedece a diminuição da fiação (resistência) nos caminhos por onde o sinal atravessa. Os *overshoots* originários da comutação em altas velocidades (variações rápidas de tensão e de corrente) sobre elementos parasitas também diminuiram, pois em placa de circuito impresso os referidos elementos parasitas são bastante reduzidos.

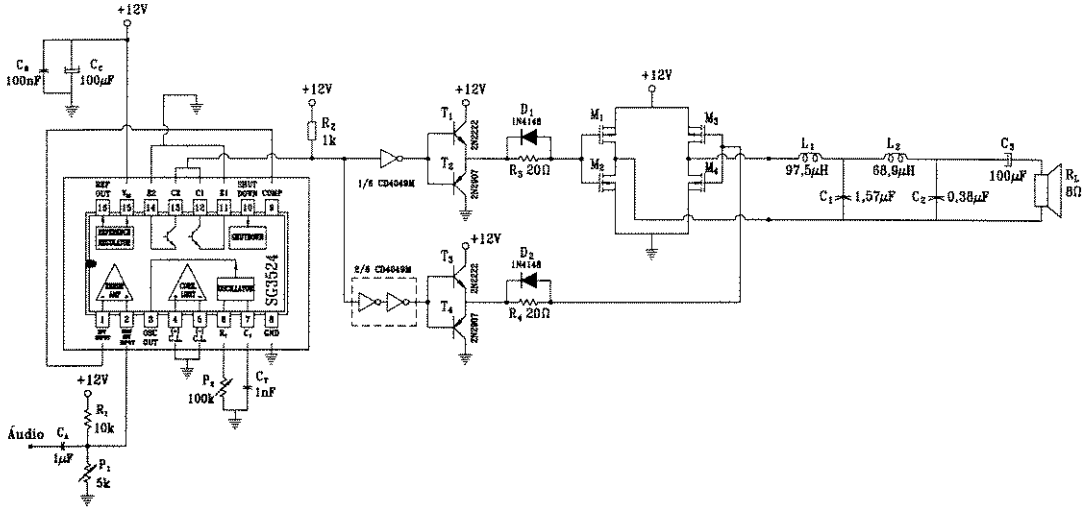


Fig. 2.23 - Diagrama esquemático do amplificador comutado implementado.

2.7 - PONTOS CRÍTICOS PARA O DESEMPENHO DO AMPLIFICADOR DE MODO COMUTADO

Para mínima distorção os dispositivos de saída do amplificador de modo comutado, como todos os estágios nos quais o sinal é manipulado, devem operar numa velocidade de comutação alta (por exemplo: t_r=100ns). Também é necessario para uma mínima distorção que a freqüência de comutação (freqüência de operação do amplificador comutado) seja pelo menos 5 vezes a mais alta componente de freqüência do sinal de áudio; o que significa que considerando uma faixa de áudio de 0 a 20 kHz, a freqüência de comutação deveria ser no mínimo de 100 kHz [03].

O nível de distorção no sinal de saída depende da linearidade da onda dente de serra (triangular), assim como da precisão do comparador de tensão [01].

Para máxima potência de saída o estágio PWM deve ter a capacidade de modular a largura de pulsos para um ponto onde pulsos extremamente curtos sejam obtidos [03].

Os transistores do estágio de saída são casados na base de suas resistências "ON". Qualquer grande disparidade deverá resultar em distorção do sinal de saída quando a corrente de saída é grande.

Para uma boa eficiência os dispositivos do estágio de saída devem comutar em altas velocidades de forma a não acarretarem em perdas significativas.

CAPÍTULO 3

RESULTADOS EXPERIMENTAIS E CONCLUSÕES

3.1 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A seguir são apresentados gráficos e medidas obtidas experimentalmente apartir do protótipo de amplificador comutado implementado.

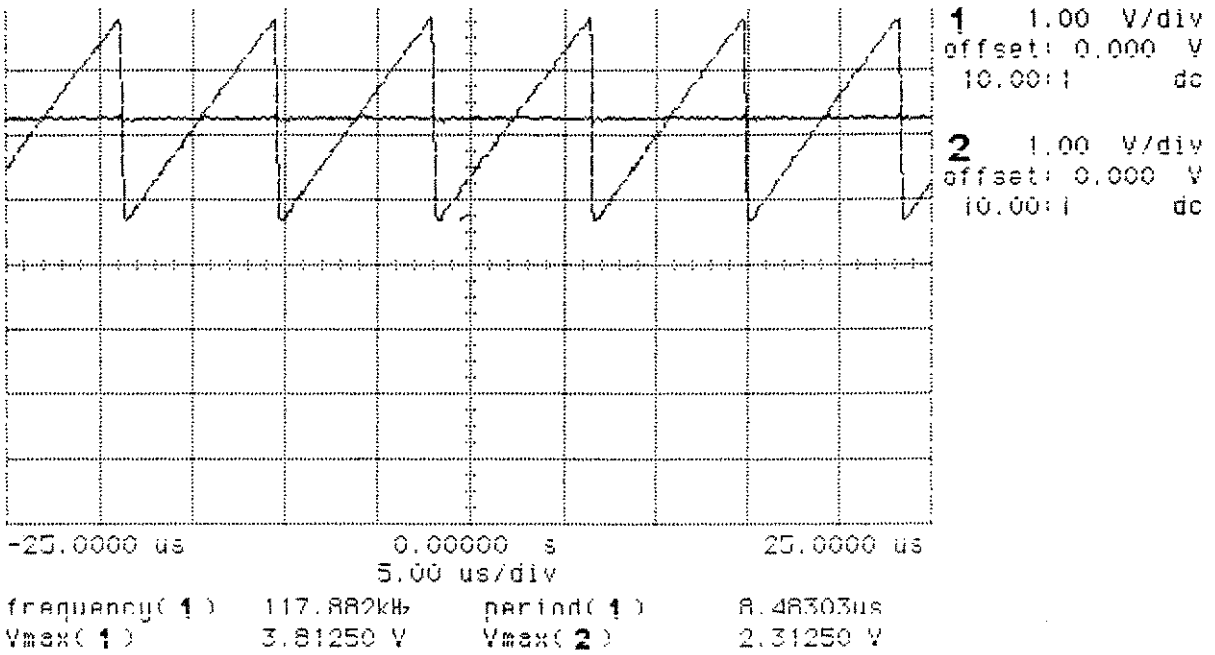


Fig. 3.1 - Onda dente de serra do CI 3524 e nível DC para excursão do sinal de controle.

Através da Fig. 3.1 e da Fig. 3.2 verifica-se que os níveis reais medidos para a onda dente de serra não são exatamente como os especificados pelo fabricante: de 1 a 3V e sim de 0,65V a 3,81V. É importante verificar este valor pois em função deste será feita a especificação do amplificador para o sinal de entrada.

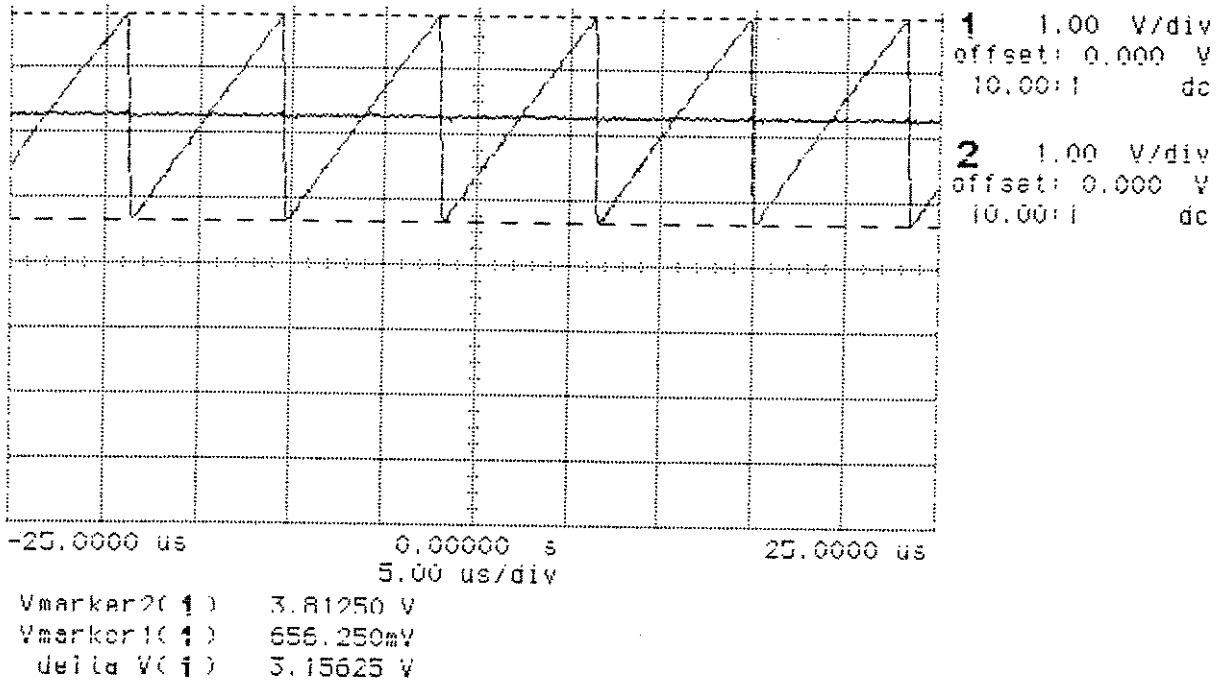


Fig. 3.2 - Onda dente de serra, com detalhamento de sua excursão pico a pico.

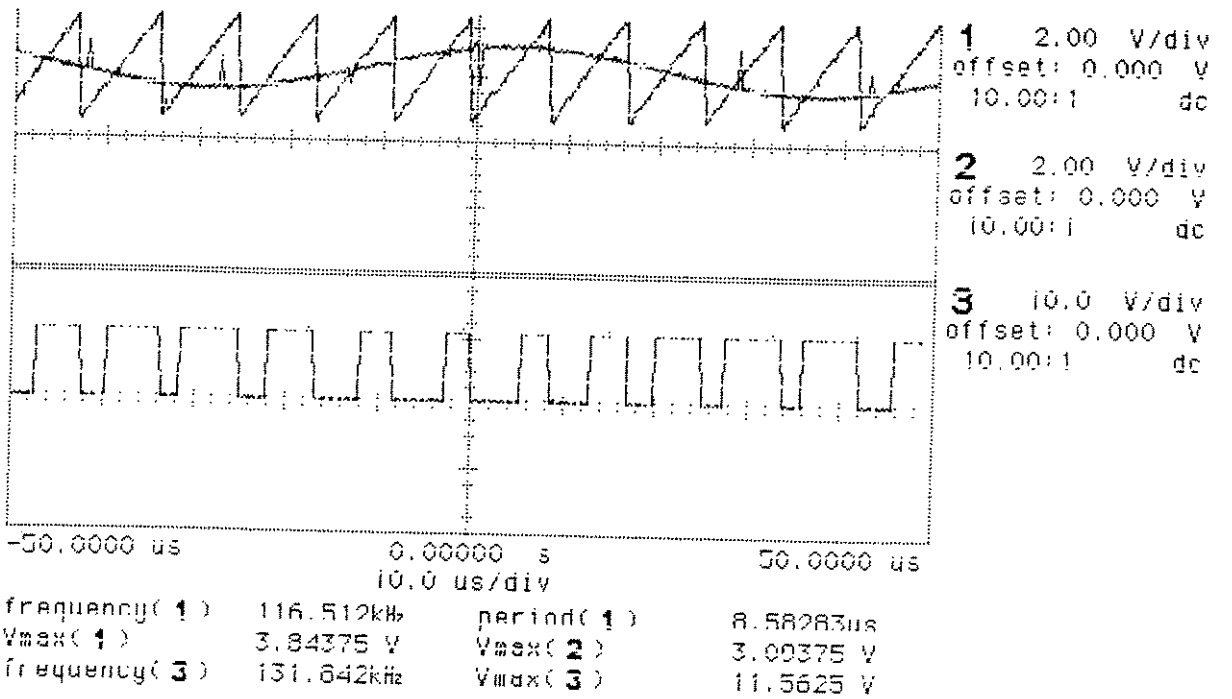


Fig. 3.3 - Sinal PWM gerado apartir da comparação da onda dente de serra (CI 3524) e de uma onda senoidal.

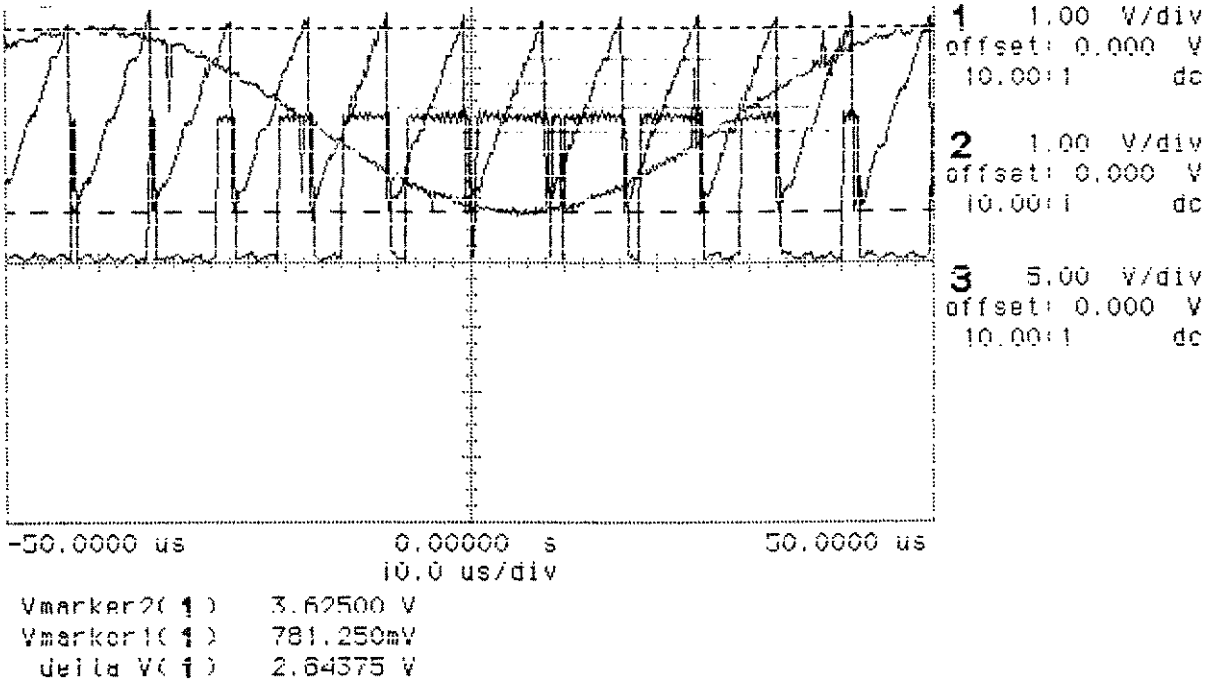


Fig. 3.4 - Portadora (dente de serra), sinal de controle (onda senoidal) e sinal de PWM.

As Figuras 3.3 e 3.4 permitem apreciar as formas de onda envolvidas na geração do sinal PWM, e o próprio sinal PWM.

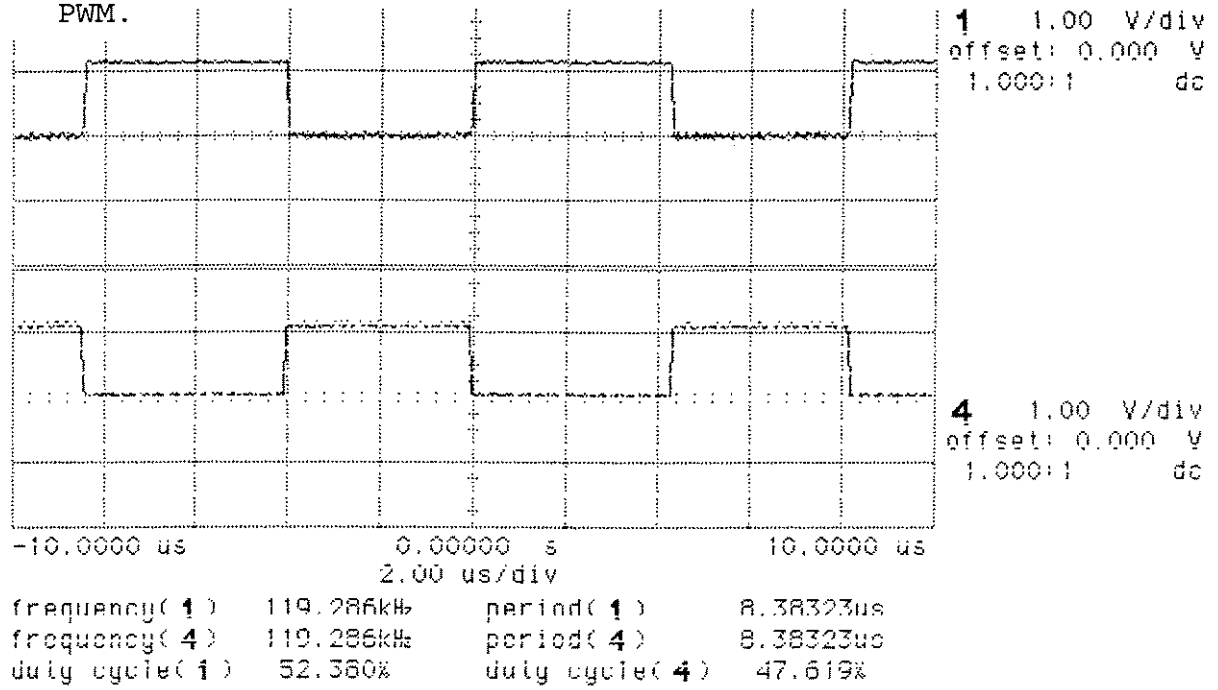
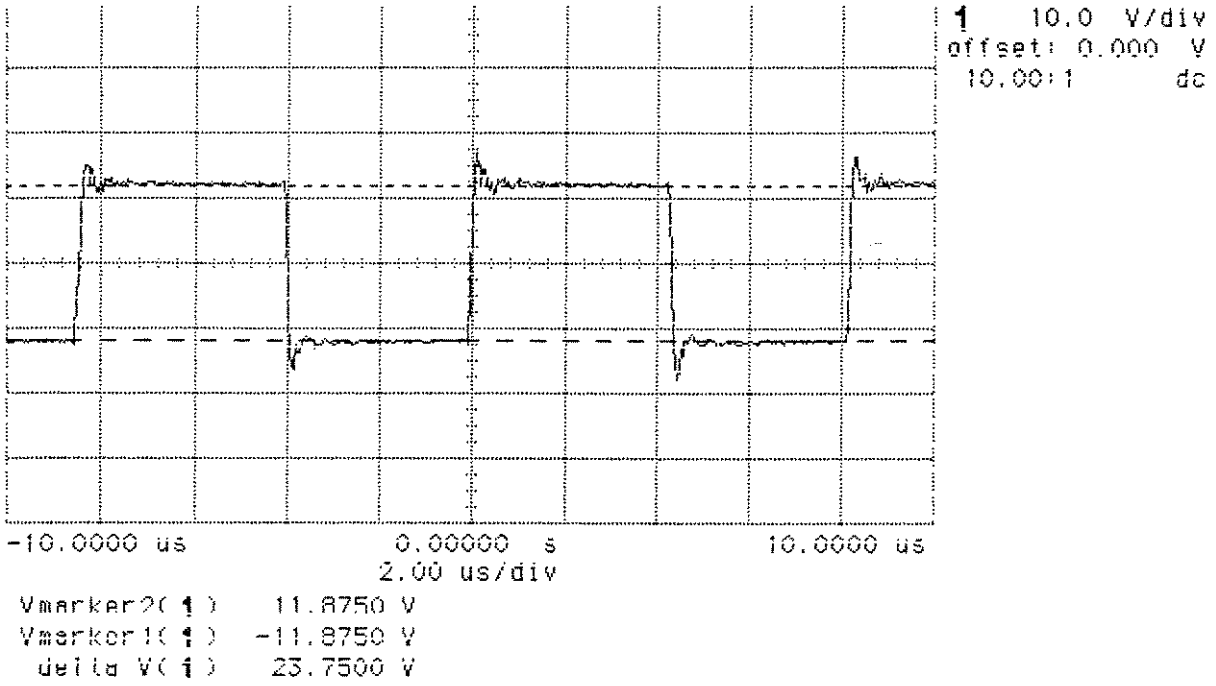
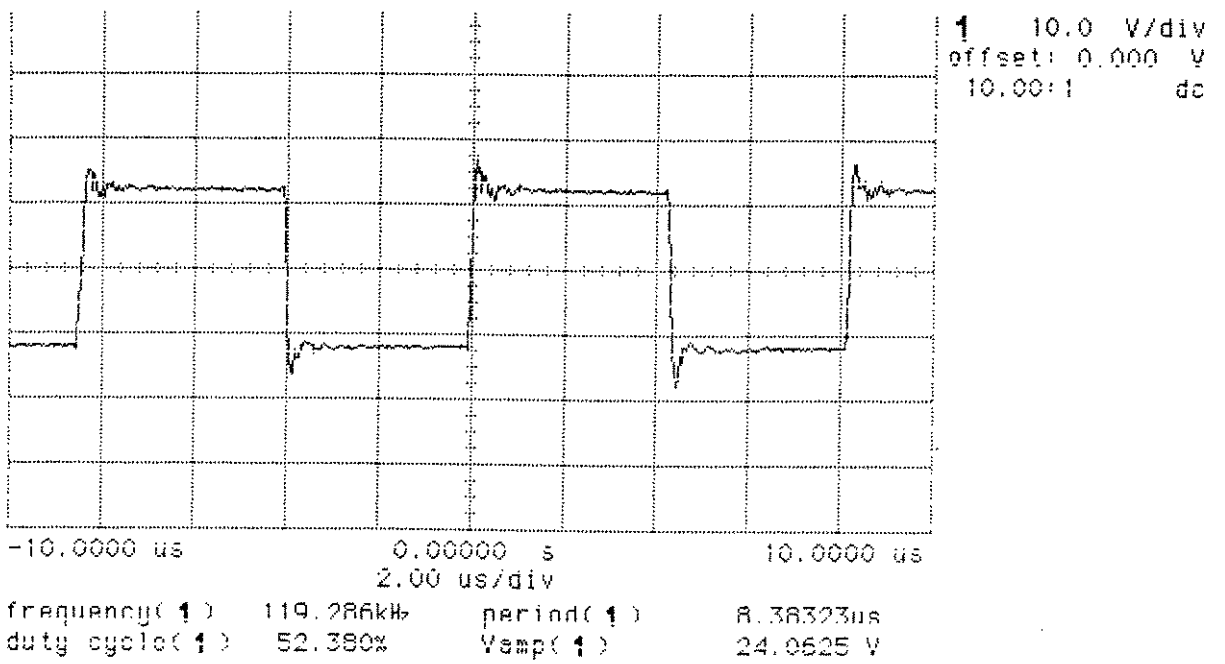


Fig. 3.5 - Sinais de comando do estágio de saída ponte completa.



(a)



(b)

Fig. 3.6 - Sinal comutado obtido através da topologia ponte completa para um sinal de controle constante. (a) Detalhadas as amplitudes do sinal. (b) Em detalhe a freqüência de comutação e o ciclo de trabalho.

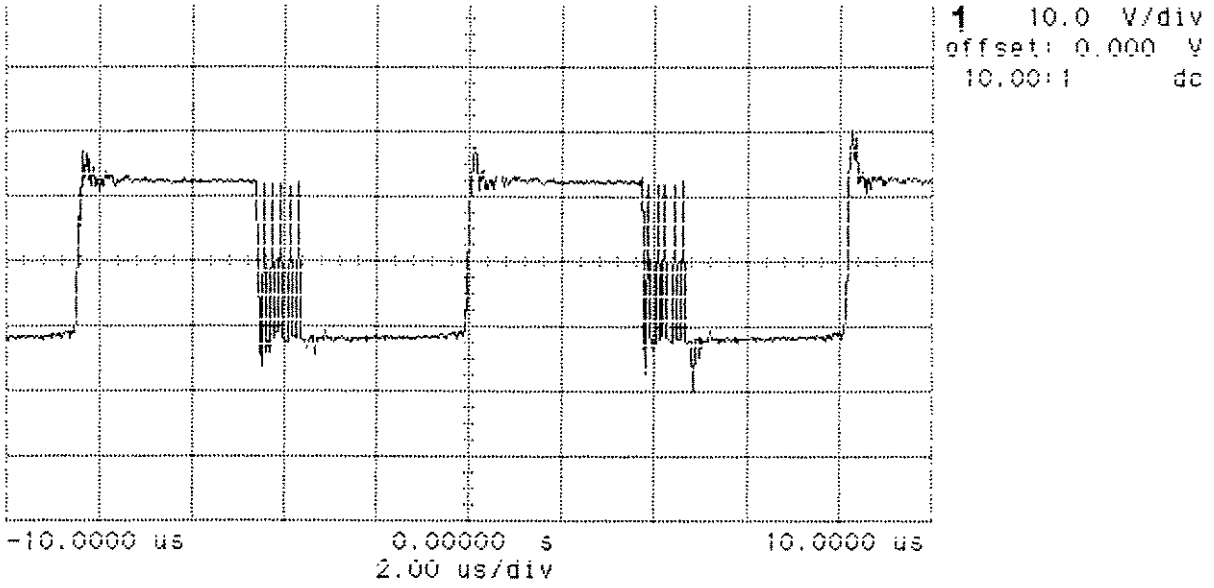


Fig. 3.7 - Sinal comutado (PWM) aplicado a carga da topologia ponte completa para um sinal de controle variável (senoide).

A Fig. 3.7 mostra a constante variação da largura de pulso (concentração das linhas achuradas), que ocorre ao ser o sinal de controle um sinal variável.

ENTRADA (FREQÜÊNCIA) KHZ	SAÍDA (TENSÃO DE PICO) VOLTS	OBSERVAÇÃO
0,5	6,0	sem distorção
1	6,0	sem distorção
4	6,0	sem distorção
8	5,8	com distorção
16	4,9	com distorção
24	1,5	sem distorção

Fig. 3.8 - Tensões medidas na carga do amplificador de modo comutado para um sinal de entrada em alguns valores de frequência.

A tabela mostrada na Fig. 3.8 corresponde aos valores de tensão de pico medidos sobre a carga do amplificador comutado para um sinal de controle senoidal (sinal de entrada) de 1,87 Volts de tensão pico a pico (Fig. 3.9); correspondente a um índice de modulação de 0,63.

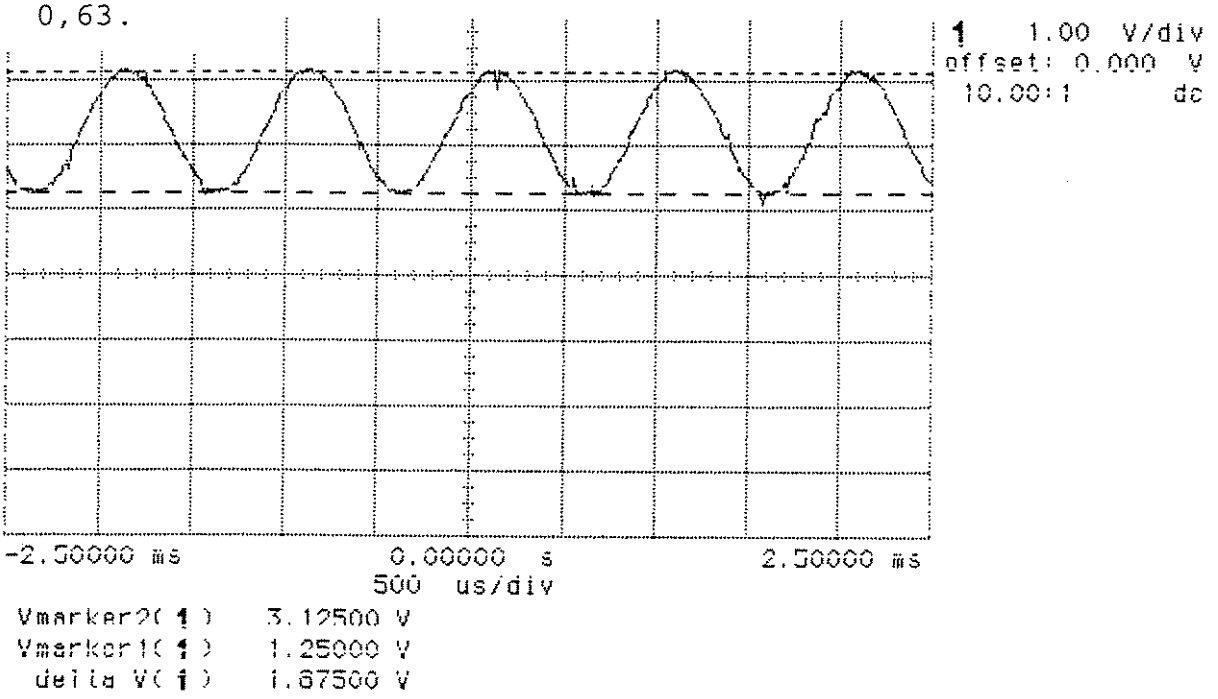


Fig. 3.9 - Tensão de entrada do amplificador comutado para obtenção das medidas da Fig. 3.8.

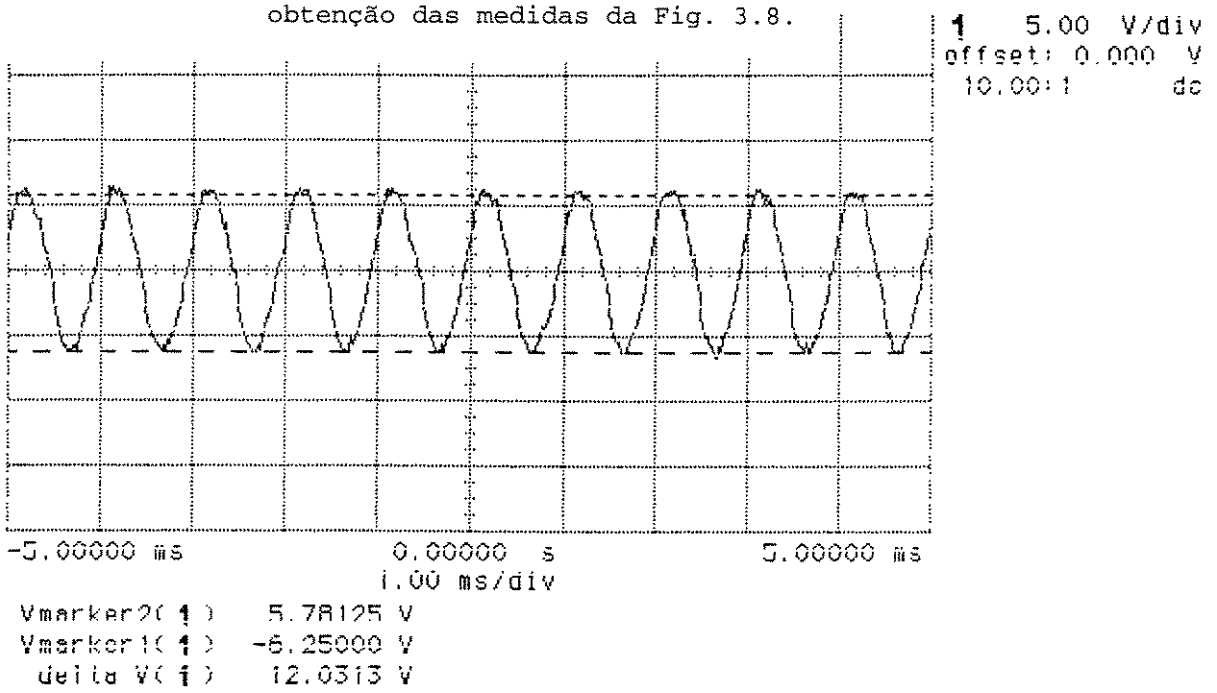


Fig. 3.10 - Sinal de saída medido na carga para um sinal de entrada de 1kHz.

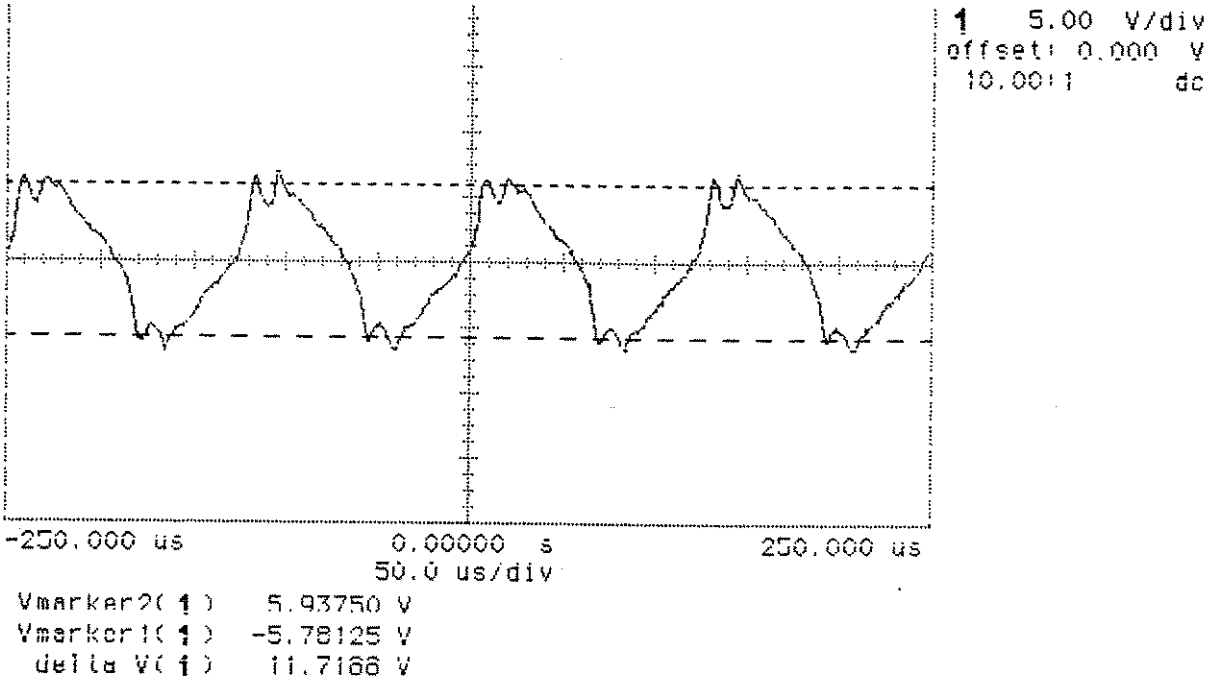


Fig. 3.11 - Sinal de saída para um sinal de entrada de 8 kHz.

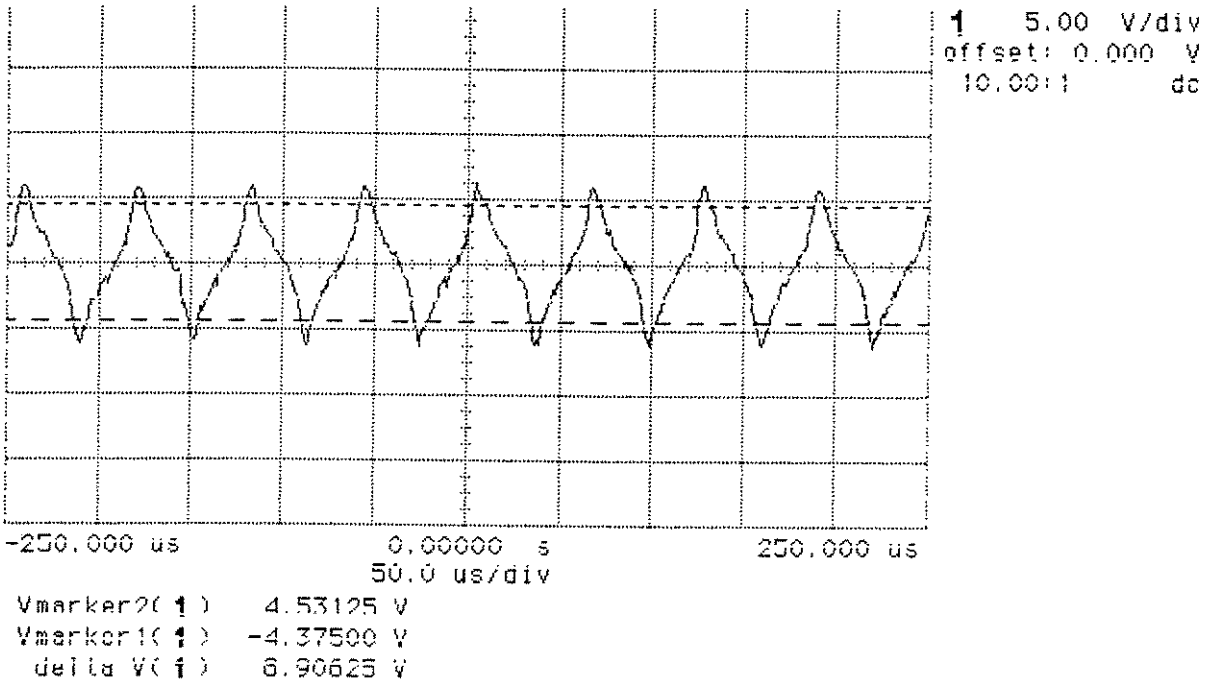


Fig. 3.12 - Sinal de saída a 16 kHz.

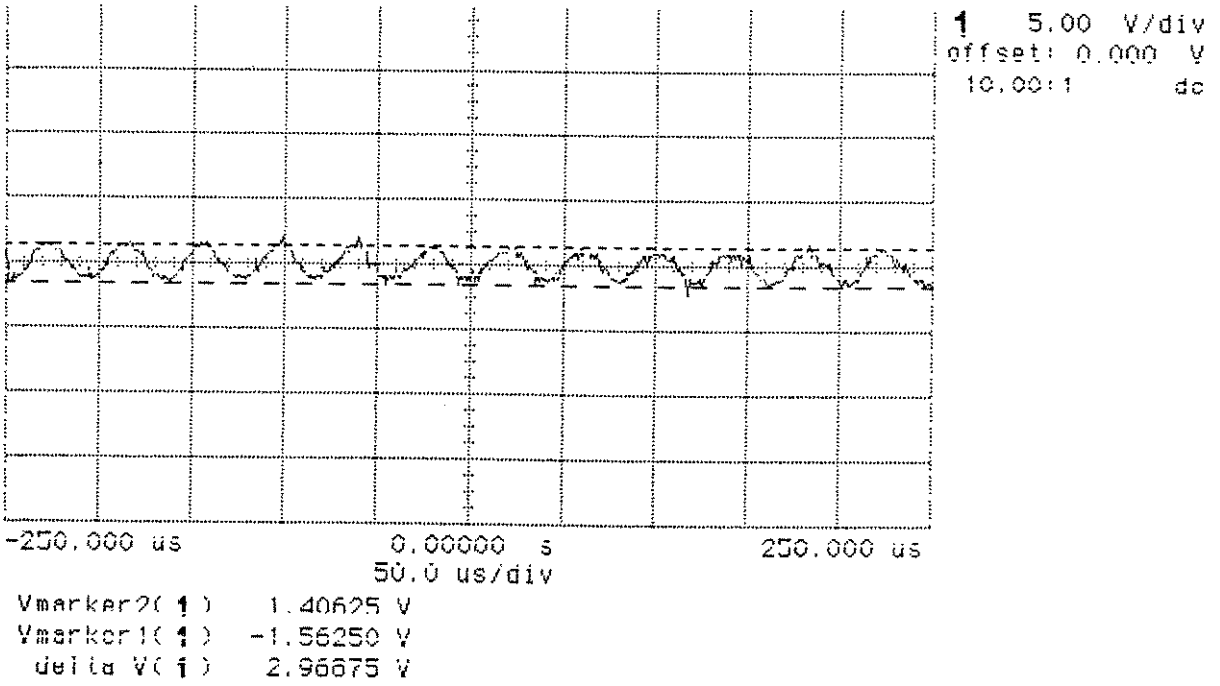


Fig. 3.13 - Sinal de saída a 24 kHz.

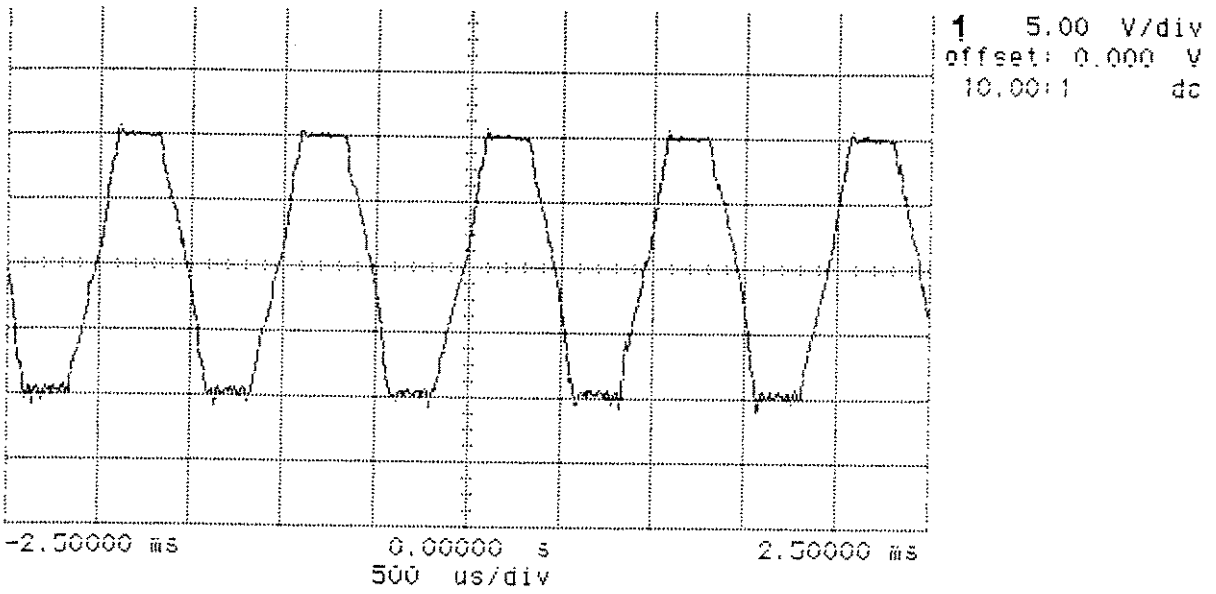


Fig. 3.14 - Sinal de saída quando existe sobremodulação.

A sequência de Figuras de 3.10 a 3.13 mostram o funcionamento adequado do amplificador comutado

desenvolvido. Observa-se maiores distorções somente para as frequências mais altas; tais distorções devem-se em parte ao filtro, que não está atenuando as componentes harmônicas que se encontram na freqüência da portadora e nas freqüências múltiplas desta, e os sidebands (componentes que estão ao redor da freqüência portadora e das freqüências múltiplas). A largura destas bandas (sidebands), vizinhas às freqüências multiplas, se alargam com o crescimento da freqüência de controle [09]; desta maneira os sinais de controle de freqüência mais alta aparecem com um pouco de distorção. Uma forma de aprimorar a resposta para sinais de freqüência mais alta (na faixa de áudio) exigiria recalcular o filtro no sentido dele ter corte um tanto mais acentuado, com maior atenuação na banda de não passagem.

Outra parte da distorção decorre da existência de um intervalo de incerteza quando é feita a comparação do sinal da onda portadora com o sinal de controle; como o sinal de controle na maioria das vezes não é um sinal puro (isto é, tem um ruído incorporado a ele) gera-se uma comparação com erro, que determinará uma distorção quando o sinal de controle for recuperado, amplificado, a partir do PWM obtido da comparação. Este intervalo de incerteza varia com a amplitude e a freqüência do sinal, pois este intervalo de incerteza varia com a inclinação que o sinal de controle tem em relação ao sinal de comparação (portadora); razão pela que tem-se maior ou menor distorção em função da amplitude e freqüência do sinal de controle e da própria portadora.

A Fig. 3.16 mostra a eficiência versus a potência de saída. A eficiência foi obtida apartir da medição da potência da fonte (voltagens e correntes da fonte) e da potência de saída (amplitude da tensão de saída em 1kHz sobre uma resistência de 8 Ω). Os vários pontos mostrados conseguiram-se variando o sinal de entrada do amplificador.

3.2 - CONCLUSÕES

Considerando o objetivo principal deste trabalho, de fazer o estudo de técnicas para os vários blocos funcionais de um amplificador de modo comutado, definida uma faixa de aplicação com critérios técnico-econômicos, podemos concluir que o referido objetivo foi cumprido; o trabalho feito aqui satisfaz a meta proposta.

O protótipo desenvolvido funcionou satisfatóriamente, o que é verificável através da observação dos ensaios realizados; que nos permite dizer que deu-se um passo significativo no país em direção ao conhecimento e desenvolvimento de amplificadores de modo comutado para áudio em tecnologia relativamente simples, eficiente e de baixo custo.

A contribuição deste trabalho procurou atingir um caráter teórico-prático de relevância; no conteúdo do mesmo dispõe-se da informação organizada e classificada para uma área definida dentro do universo de amplificadores de modo comutado e da experiência prática, registrada pela apresentação e discusão das formas de onda e das medidas realizadas a partir do protótipo. Sendo assim, aqueles que desenvolverem pesquisas futuras na área poderão usufruir deste trabalho como referência básica, antes não disponível.

A partir deste trabalho sugere-se que outros projetos e construção de protótipos sejam desenvolvidos com especificações variadas em função da realidade do país; que possam enriquecer mais esta área, determinando a absorção e aplicação de tecnologia com melhores resultados.

As dificuldades na fase de implementação do projeto não foram poucas; o fato de estar-se operando em uma freqüência relativamente alta, requer do projetista um enbasamento técnico e uma experiência de bancada boas; muitos problemas (interferência eletromagnética, ripple de fonte e surgimento de elementos parasítas) que não são verificáveis através de softwares de simulação para circuitos eletrônicos surgem na etapa de construção do projeto. Assim, acontece que algumas topologias que se mostram interessantes para implementar um amplificador de modo comutado nas etapas de simulação, podem mostrar-se impraticáveis durante a montagem; razão pela qual já no começo devem-se testar em bancada estas possíveis concepções de circuito, primeiro isoladamente e logo em conjunto; tal procedimento determinará um melhor retorno em tempo e em resultados.

Fica como sugestão a continuidade deste trabalho, com um estudo mais minucioso dos parâmetros mais importantes para a otimização do projeto de amplificadores comutados no sentido de conseguir com esta técnica altas fidelidades.

Muitas das limitações dos amplificadores de modo comutado serão diminuídas pela incorporação de novas tecnologias, nos futuros projetos que virão. Dispositivos mais rápidos e outros mais eficientes com variedade de especificações são uma tendência nestes anos de explosão tecnológica; uma "viagem" pelas home-page de alguns fabricantes constatará a referida observação.

APÊNDICE A

REFERÊNCIAS E BIBLIOGRAFIA CONSULTADA

A.1 - REFERÊNCIAS

[01] ELEKTOR. Amplificadores PWM em áudio. **Elektor Eletrônica**, São Paulo, n.14, p.53-58, Set.1987.

[02] GOLDBERG, J.M., SANDLER, M.B. Noise Shaping and Pulse-Width Modulation for an All-digital Power Amplifier. **J. Audio Eng. Soc.**, London v.39, n.6, p.449-460, Jun.1991.

[03] GRANT, D.A., GOWAR, J. **Power Mosfets: Theory and Applications**. New York: John Wiley & Sons, 1989. 504p.

[04] HANCOCK, J. A Class D Amplifier Using MOSFETs with reduced minority carrier lifetime. **J. Audio Eng. Soc.**, Santa Clara v.39, n.9, p.650-662, Sep.1991.

[05] HARRIS. **Power Seminar Handbook**. 1993

[06] LANDEE, R. W., DAVIS, D. C., and ALBRECH, A. P. **Electronics Designers´ Handbook**. New York: McGraw-Hill, 1977.

[07] MARTIN, J.D. Theorical Efficiencies of class-D Power Amplifiers. **IEE Proc**. V.117, n.6, p.1089-1090, Jun. 1970.

[08] MELLOR, P.H., LEIGH, S.P., and CHEETHAM, B.M.G. Digital Sampling Process for Audio Class D, Pulse Width Modulated, Power Amplifiers. **Electronics Letters**, v.28, n.1, p.56-68, Jan.1992.

[09] MOHAN, N., UNDELAND, T.M., ROBBINS, W.P. **Power Electronics: Converters Applications, and Design.** New York: John Wiley & Sons, 1989. 667p.

[10] PAULY, D.E. High fidelity Switching Audio Amplifiers Using TMOS Power MOSFETs. **MOTOROLA Semiconductor Application Note**, AN1042, 1989.

[11] POMILIO, J. A. **Eletrônica de Potência II**. Campinas: UNICAMP, 1996.

[12] ZVEREV, A.I. **Handbook of Filter Synthesis**. New York: John Wiley & Sons, 1967, 576p.

A.2 - BIBLIOGRAFIA CONSULTADA

[01] BARBI, I. **Projetos de Fontes Chaveadas**. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 1988. 190 p.

[02] BLACK, H. S. **Modulation Theory**. New York: Van Nostrand Reinhold Company, 1953. 363 p.

[03] CHRYSSIS, G.C. **High-Frequency switching Power Supplies: Theory and Design**. New York: McGraw-Hill, 1989. 287p.

[04] MALVINO, A. P. **Eletrônica**. São Paulo: McGraw-Hill, 1987. 520 p.

[05] MOTOROLA. **Linear/Switchmode voltage regulator handbook**. 1982.

[06] MOTOROLA. **Power mosfet transistor data**. 1984.

[07] PEREIRA DE MELLO, L. F. **Projetos de Fontes Chaveadas**. São Paulo: Livros Érika Editora Ltda, 1990. 292 p.

[08] RASHID, M. H. **Power Electronics: Circuits, Devices and Applications**. New Jersey: Prentice-Hall, 1993. 702 p.

[09] TEXAS INSTRUMENTS. **The voltage regulator handbook**. 1977

[10] WATSON, J. **Analog & Switching Circuit Design**. New York:John Wiley & Sons, 1989. 677 p.

[11] WILLIAMS, B.W. **Power Electronics: Devices, Drivers and Applications**. New York: John Wiley & Sons, 1987. 337 p.