

Amplificador Classe D: Estudo, Modelagem e Implementação

Guilherme Weber Frantz
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria - UFSM
Santa Maria, Brasil
gui.frantz@gmail.com

José Renes Pinheiro
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Universidade Federal de Santa Maria - UFSM
Santa Maria, Brasil
jrenes@gepoc.ufsm.br

Resumo— Amplificadores de áudio Classe D suplantaram o uso de amplificadores lineares nos últimos anos, principalmente pela sua alta eficiência e alta densidade volumétrica de potência. Tais amplificadores podem ter seu comportamento analisado através de modelos de pequenos sinais. Este trabalho apresenta um modelo matemático em espaço de estados para representar o funcionamento do mesmo. O modelo é simulado e comparado com um amplificador prático. Os resultados são expostos e comparados, visando a validação do mesmo.

Palavras-chave — Amplificador Classe D, Modelagem Matemática, Espaço de Estados.

I. INTRODUÇÃO

Os amplificadores de classe D, mesmo que propostos há seis décadas (1958), tornaram-se populares somente nas últimas duas. No passado, a vantagem do maior rendimento dos amplificadores Classe D baseados em modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse With Modulation*) clássico foi ofuscada pelo alto custo atrelado a tecnologia da época, referente aos componentes para circuitos chaveados em altas frequências e pela alta taxa de distorção harmônica e ruído (THD+N – *Total Harmonic Distortion and Noise*) quando comparado com os amplificadores lineares.

No entanto, atualmente, a maioria dos amplificadores Classe D utilizam técnicas avançadas de modulação e controle realimentado para mitigar esses problemas. Devido fundamentalmente aos avanços nas tecnologias dos semicondutores e das técnicas de modulação, permitiu-se aos amplificadores Classe D dominarem aplicações onde os amplificadores lineares eram soberanos [1]. Os novos amplificadores de Classe D podem incluir todas as vantagens dos amplificadores Classe AB (boa linearidade e alta densidade volumétrica de potência) com a vantagem adicional de apresentar alto rendimento.

O projeto do amplificador Classe D é bastante flexível, tornando-o adequado para múltiplas aplicações. Pode ser utilizado em sistemas portáteis de baixa potência, (telefones celulares, notebooks) em que a vida útil da bateria e requisitos de volume e compatibilidade eletromagnética são de extrema importância, onde circuitos integrados compactos são desenvolvidos (conforme apresentado em [2], [3], [4]). Aplica-se também em sistemas de alta potência (áudio automotivo ou sonorização profissional), onde minimizar volume, peso e transferência de calor é de suma importância [5]. A popularidade da topologia e seus avanços

tecnológicos se pronunciam concomitantemente na indústria de semicondutores, onde fabricantes desenvolvem materiais e guias para o uso da mesma em sistemas comerciais [6], [7], [8].

O desenvolvimento de amplificadores traz consigo desafios importantes que os projetistas e pesquisadores devem observar, dentre os quais: (i) Escolha da topologia de modulação; (ii) Dimensionamento de semicondutores; (iii) Projeto do filtro de saída; (iv) Projeto do sistema de controle; e (v) Custo do sistema.

Para iniciar a análise destes problemas, o comportamento do circuito a ser estudado deve ser conhecido. É possível interpretar o desempenho do mesmo através de sistemas matemáticos. A modelagem de circuitos chaveados pode ser feita de maneira numérica ou analítica. As técnicas numéricas possibilitam a utilização de algoritmos e simuladores de circuitos para a obtenção de resultados, porém consomem tempo e não apresentam a clareza necessária para entender o comportamento de circuitos chaveados. De outro modo, técnicas analíticas apresentam expressões que representam a operação dos conversores [9].

A descrição matemática de amplificadores chaveados vem sendo explorada nos últimos anos ([10], [11], [12], [13]), porém, a mesma apresenta certa complexidade devido à concomitância de etapas analógicas e digitais no processo, dificultando a interpretação em âmbito pedagógico [14].

Considerando a preponderância de sinais CA em amplificadores Classe D, o mesmo pode ser caracterizado através de metodologias clássicas de conversores CC-CA. Provavelmente, a técnica de análise em tempo-contínuo mais popular é a análise de pequenos sinais, tendo destaque para os trabalhos apresentados em [15], [16] e [17]

Este trabalho, portanto, tem por objetivo contribuir com o maior entendimento do processo de projeto de um amplificador Classe D, apresentando um modelo simplificado de seu comportamento através de métodos convencionais de modelagem de conversores e a síntese dos passos necessários para a realização do mesmo. Posteriormente, um método de modulação é selecionado, descrito matematicamente e aplicado ao modelo previamente descrito. Os resultados simulados são expostos e validados através de simulação, partindo para o dimensionamento prático de um amplificador. Conclui-se em cima da comparação entre modelo e amplificador, comparando-os e propondo aprimoramentos futuros.

II. O AMPLIFICADOR CLASSE D

Amplificadores lineares apresentam uma séria limitação na potência dissipada, que afeta seu rendimento, uma vez que os transistores responsáveis pela amplificação de sinal trabalham em região linear. Nesta situação, há uma queda de tensão relativamente alta no momento que grandes quantidades de corrente circulam pelo mesmo. A solução para tal é utilizar o transistor em uma circunstância em que corrente e tensão não coincidam. Teoricamente, deseja-se corrente máxima quando a tensão no transistor seja pequena (chave conduzindo) e corrente pequena (de fuga) quando a queda de tensão for alta (chave aberta). Desta maneira, a perda de energia no circuito é pequena no estágio de saída. Idealmente, esta é a premissa básica do funcionamento do amplificador Classe D, a qual representa rendimento teórico próximo a 100% [18].

Para obter um sinal chaveado contendo a informação de áudio, o mesmo pode ser modulado de diferentes maneiras, sendo as técnicas mais difundidas explanadas no decorrer deste trabalho.

A. Modulação Delta-Sigma

Muito conhecida por poucas não idealidades e baixo ruído de saída, a modulação Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$) é baseada em um quantizador de 1-bit [19], conforme Figura 2:

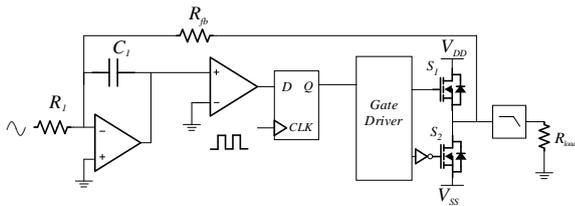


Figura 1 - Diagrama de blocos da modulação.

O quantizador gera um número de pulsos em uma janela de tempo proporcional a média do sinal de áudio na entrada. Dessa maneira, boa parte da energia em alta frequência é distribuída ao longo de uma faixa de frequência. Esta modulação também é conhecida como Modulação por Densidade de Pulso (*PDM – Pulse Density Modulation*). Sua principal vantagem é a configuração em malha fechada, a qual remove não linearidades na banda de áudio [20].

B. Controle Band-Bang

Apresenta-se como o sistema de hardware mais simples e com melhor eficiência, porém com maior taxa de distorção harmônica e não idealidades [18]. Sua topologia é elucidada na Figura 3:

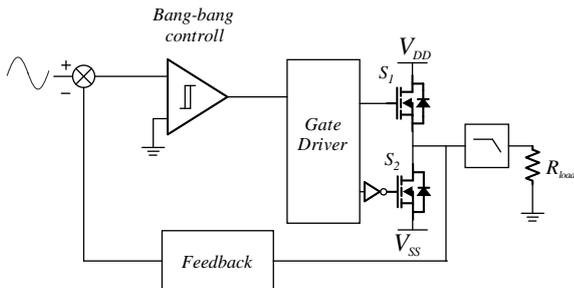


Figura 2 - Diagrama de blocos de um Classe D Bang-Bang.

C. Modulação por Largura de Pulso

Comumente o método mais utilizado, principalmente pela simplicidade de circuito e baixa dissipação de potência. Teoricamente, apresenta taxa de distorção harmônica próxima de zero, porém deve ser aplicado em malha fechada devido a não linearidade da estrutura em malha aberta [21]. Sua estrutura é ilustrada pela Figura 3:

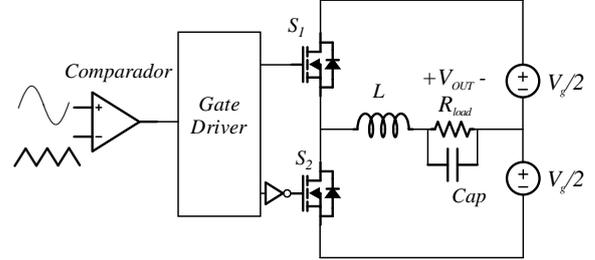


Figura 3 - Amplificador Classe D PWM com filtro de segunda ordem.

Devido à simplicidade e popularidade [10], o conversor Classe D com modulação por largura de pulso será modelado e analisado no decorrer deste trabalho.

III. MODELAGEM MATEMÁTICA

A. Modelo em Espaço de Estados do amplificador Classe D

O circuito apresentado na Figura 4 tem um comportamento de segunda ordem (devido ao filtro LC de saída), o qual tem como variáveis independentes a corrente $i_L(t)$ no indutor L e a tensão $v_C(t)$ no capacitor C . Desta forma, o vetor de estado é definido como $x(t) = [i_L(t) v_C(t)]^t$. A fonte V_g é alocada do vetor de entrada, dado por $u(t) = [v_g(t)]$. Para a saída, definimos os próprios estados alocando o vetor de saídas da seguinte forma $y(t) = [i_L(t) v_C(t)]$, modelando de forma explícita as variáveis de interesse. Considerando o primeiro estágio de funcionamento, onde $S1$ está fechada e $S2$ está aberta ($0 \leq t \leq dT_s$) tem-se que:

$$K \frac{dx(t)}{dt} = A_1 x(t) + B_1 u(t) \quad (1)$$

$$y(t) = H_1 x(t) + E_1 u(t) \quad (2)$$

Onde:

$$K = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & \frac{-1}{R} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$B_1 = [0,5 0]^t \quad (5)$$

$$H_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$E_1 = [0 0]^t \quad (7)$$

De forma análoga ao primeiro estágio de operação, quando $S1$ abre e $S2$ fecha, tem-se que:

$$\mathbf{K} \frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t) \quad (8)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_2 \mathbf{u}(t) \quad (9)$$

Onde:

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & \frac{-1}{R} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{B}_2 = [-0,5 \ 0]^t \quad (11)$$

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\mathbf{E}_2 = [0 \ 0]^t \quad (13)$$

Pode-se, então, obter as matrizes médias a partir dos valores médios de $d(t) = D$, $d'(t) = D'$ e $\mathbf{U} = [V_g]$.

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \mathbf{D} + \mathbf{A}_2 \mathbf{D}' \quad (14)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 \mathbf{D} + \mathbf{B}_2 \mathbf{D}' \quad (15)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_1 \mathbf{D} + \mathbf{H}_2 \mathbf{D}' \quad (16)$$

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_1 \mathbf{D} + \mathbf{E}_2 \mathbf{D}' \quad (17)$$

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \mathbf{U} \quad (18)$$

$$\mathbf{Y} = (-\mathbf{H} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{E}) \mathbf{U} \quad (19)$$

As equações representativas dos modelos médios de pequenos sinais são expressas em (16). Estes modelos são deduzidos a partir da consideração que as perturbações nas entradas e saídas sejam muito menores em módulo que os valores médios, ou seja: $\|\mathbf{U}\| \gg \|\hat{\mathbf{u}}(t)\|$, $\|D\| \gg \|\hat{d}(t)\|$, $\|\mathbf{X}\| \gg \|\hat{\mathbf{x}}(t)\|$ e $\|\mathbf{Y}\| \gg \|\hat{\mathbf{y}}(t)\|$.

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}_p \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_p \hat{\mathbf{u}}_p(t) \quad (20)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{H}_p \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}_p \hat{\mathbf{u}}_p(t) \quad (21)$$

Onde:

$$\mathbf{A}_p = \mathbf{K}^{-1} \mathbf{A} \quad (22)$$

$$\mathbf{B}_p = \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{B}(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{U}] \quad (23)$$

$$\mathbf{H}_p = \mathbf{H} \quad (24)$$

$$\mathbf{E}_p = \mathbf{K}^{-1} [\mathbf{B}(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{U}] \quad (25)$$

Aplicando Laplace na equação (20) e (21),

$$\hat{\mathbf{s}}\hat{\mathbf{x}}(s) = \mathbf{A}_p \hat{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{B}_p \hat{\mathbf{u}}_p(s) \quad (26)$$

$$\hat{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{H}_p \hat{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{E}_p \hat{\mathbf{u}}_p(s) \quad (27)$$

Agrupando $\hat{\mathbf{x}}(s)$ em (26), substituindo em (27) e incluindo os valores de (3) – (13) tem-se a relação entre $V_o(s)/d(s)$, conforme equação (28):

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{R \left(D - \frac{1}{2} \right)}{(C L R) s^2 + L s + R} \quad (28)$$

B. Modelo da Modulação por Largura de Pulso

Para gerar o PWM em um tempo t , um sinal de áudio $s(t)$ é introduzido na entrada não-inversora de um

comparador. Considerando um período T , uma onda triangular de alta frequência $v(t)$ é introduzida na entrada inversora do comparador, a qual deve obedecer:

$$v(t) = \begin{cases} 1 - \frac{4t}{T} & \text{para } 0 < t < \frac{1}{2}T \\ -3 + \frac{4t}{T} & \text{para } \frac{1}{2}T \leq t < T \end{cases} \quad (29)$$

Portanto, a saída $m(t)$ do comparador assume valores lógicos 0 e 1, conforme:

$$m(t) = \begin{cases} 1; & \text{se } s(t) \geq v(t) \\ 0; & \text{se } s(t) < v(t) \end{cases} \quad (30)$$

IV. DIMENSIONAMENTO DO FILTRO DE SAÍDA

Para o dimensionamento do filtro, considerou-se um amplificador capaz de entregar 300W RMS a uma carga de 2Ω . Conforme Figura 2, onde R é a impedância da carga, C e L o capacitor e o indutor do filtro de saída, respectivamente, pode-se chegar aos valores do filtro de segunda ordem considerando a impedância da carga e a frequência de corte de 40kHz:

$$L = \frac{R\sqrt{2}}{\omega R f c} = 11.25\mu H \quad (31)$$

O capacitor do filtro é selecionado através de:

$$C = \frac{1}{\omega R \sqrt{2}} = 1406.74nF \quad (32)$$

Para desenvolver a potência desejada na saída é necessária a tensão RMS expressa por:

$$V_o(t) = \sqrt{P_{OUT} R} = 24.16 \text{ V RMS} \quad (33)$$

A partir do resultado de (33), pode-se chegar ao valor da tensão simétrica necessária na fonte para a alimentação do amplificador:

$$V_g(t) = 24.16 \sqrt{2} = 34.17 \text{ V RMS} \quad (34)$$

Substituindo os valores de (31) e (32) em (28), chega-se a seguinte função de transferência:

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{1.598 \times 10^{13}}{s^2 + 3.554 \times 10^{05} s + 6.317 \times 10^{10}} \quad (35)$$

A função de transferência (35) tem sua resposta em frequência apresentada na Figura 4:

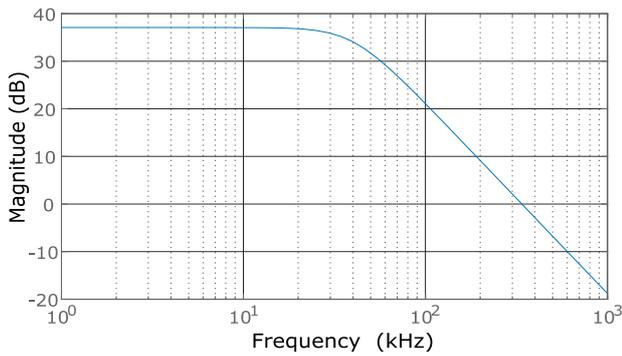


Figura 4 - Resposta de frequência em malha aberta.

E a resposta ao degrau unitário conforme Figura 5:

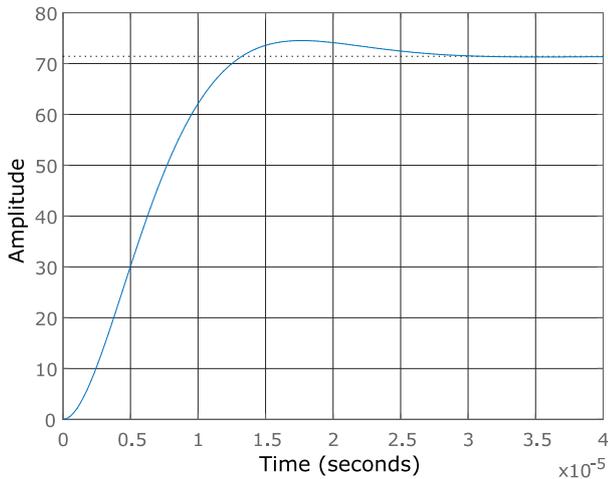


Figura 5 - Resposta ao degrau unitário em malha aberta.

V. PROJETO EM MALHA FECHADA

Idealmente, um amplificador de áudio deve ser capaz de reproduzir todas as faixas de frequência do espectro audível (que abrange de 20Hz até 20kHz). Desta forma, a malha de controle não deve alterar a resposta de frequência do conversor. Sendo assim, um compensador proporcional é suficiente para corrigir não-idealidades.

A malha pode ser fechada através da topologia apresentada na Figura 6:

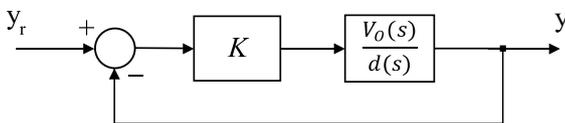


Figura 6 - Topologia de malha fechada.

Sendo $V_o(s)/d(s)$ a função de transferência apresentada em (35) e K um ganho unitário. Desta forma, o sistema em malha fechada apresenta a resposta em frequência apresentada na Figura 7:

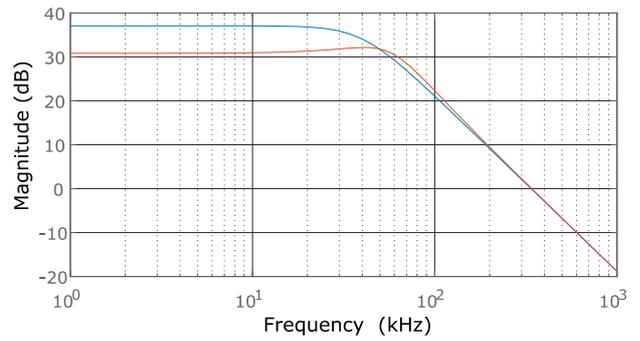


Figura 7 - Resposta de frequência. Azul: malha aberta; Vermelho: malha fechada.

E a resposta ao degrau conforme Figura 8:

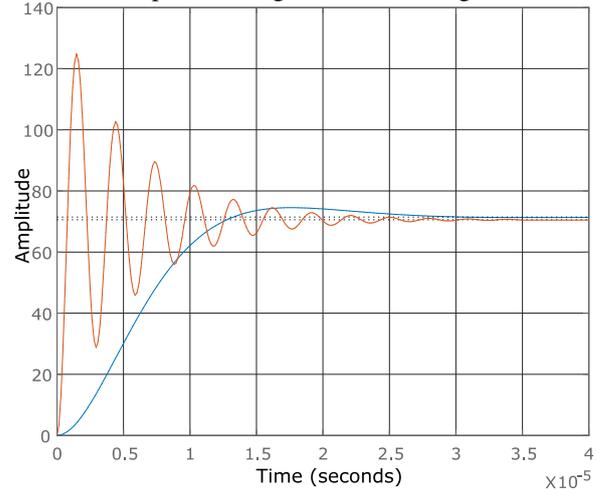


Figura 8 - Resposta ao degrau. Azul: malha aberta; Vermelho: malha fechada.

VI. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Para possibilitar a validação do modelo matemático, pode-se aplicar uma perturbação na razão cíclica no circuito simulado na Figura 4 e comparar com a resposta à mesma perturbação aplicada ao modelo. Para tal, o valor da razão cíclica foi alterado de 50% para 60% (variação de 10%) para ambas as situações. Dessa forma, obteve-se a Figura 9:

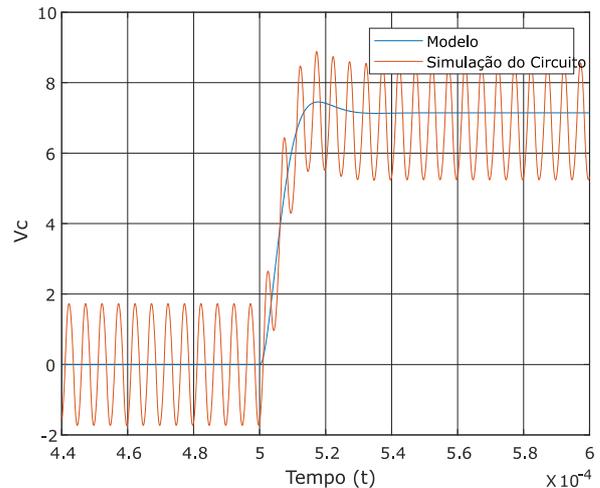


Figura 9 - Comparação entre simulação do circuito VS modelo matemático (malha aberta).

Arbitrando um sinal de 1kHz para a modulante $s(t)$, pode-se aplicar $m(t)$ gerado em (30) na função de transferência (35) fazendo uso da plataforma MATLAB, resultando no sinal de saída $g(t)$ apresentado na Figura 10.

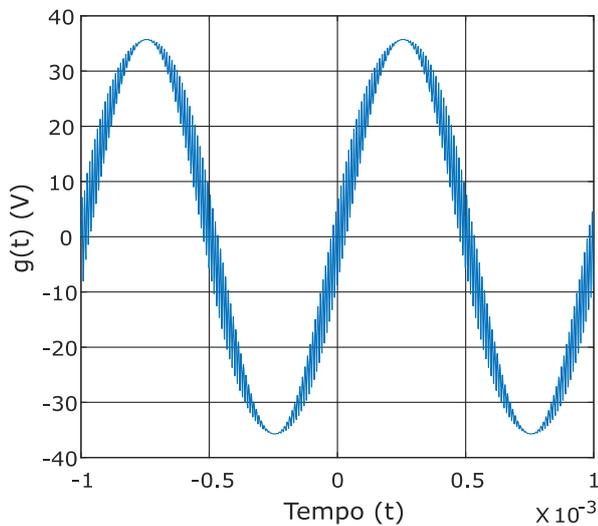


Figura 10 - Resposta do PWM aplicado à função de transferência.

Através do *software* de simulação PSIM®, o circuito da Figura 4 fora simulado, empregando os valores de projetos calculados em (31) – (34), resultando na forma de onda de $V_C(t)$ apresentada na Figura 11:

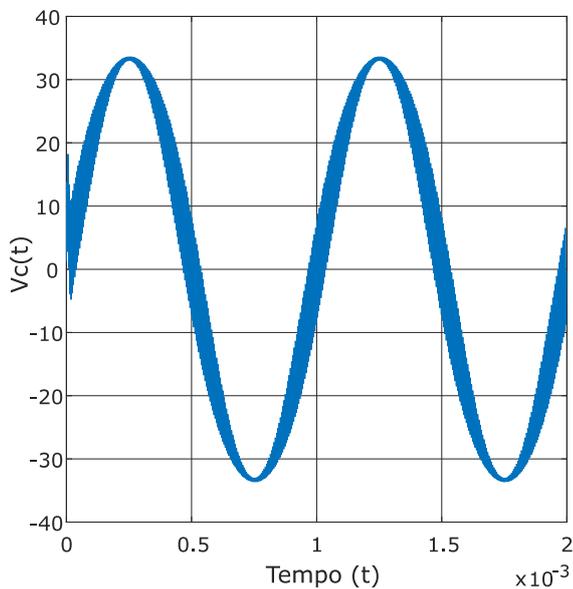


Figura 11 - Simulação do amplificador Classe D proposto

Tendo o modelo e o circuito simulados, um protótipo do amplificador proposto na Figura 4 fora montado para a obtenção de dados práticos, conforme Figura 12:



Figura 12 - Circuito experimental.

No circuito da Figura 12 utilizou-se no estágio de potência MOSFET IRFP250, o driver de MOSFET *half-bridge* IR2101 (utilizando circuito de *bootstrap* para acionamento do MOSFET de *high-side*), além do filtro de segunda ordem projetado, com indutor de 11,2µH e três capacitores de 470nF em paralelo, chegando à um valor próximo do projetado na equação 32.

Para a geração de PWM, utilizou-se o comparador de alta velocidade LM319, tendo uma onda triangular de 200kHz conectado a sua entrada inversora e um sinal sinusoidal de 100Hz conectado a sua entrada não-inversora, resultando no comportamento do PWM projetado nas equações (29) e (30). Através deste circuito, foi possível obter a forma de onda apresentada na Figura 13:

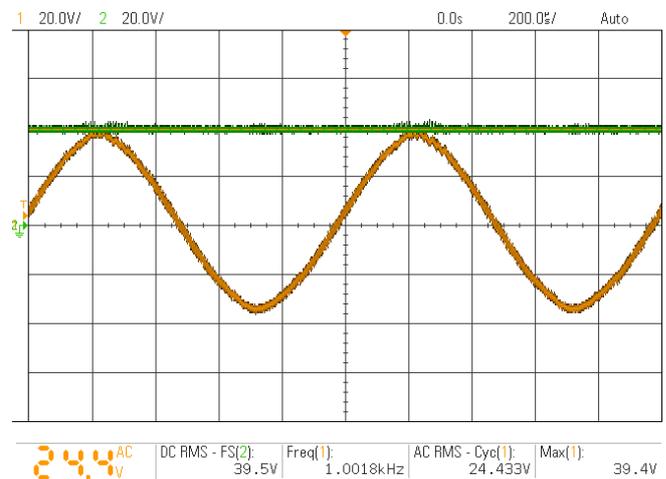


Figura 13 - Forma de onda na saída do amplificador Classe D (laranja) e tensão positiva da fonte (verde).

Através do resultado apresentado na Figura 9, pode-se calcular a potência realizada na saída, tal como a taxa de distorção harmônica desenvolvida pelo circuito, conforme informações da Tabela 1:

TABELA I. PARÂMETROS

Parâmetros	Valor
Tensão de Saída	24,4V
Potência de Saída	300W RMS
THD + N	1,56%

Com estas informações, o circuito prático pôde ser comparado diretamente com o resultado do modelo

matemático apresentado na Figura 10. Esta comparação pode ser vista na Figura 14:

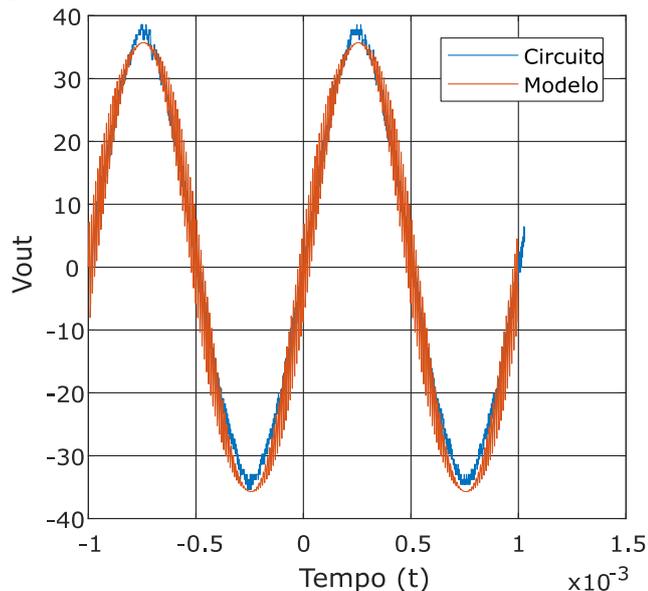


Figura 14 - Comparação entre simulação do modelo matemático e circuito prático.

VII. CONCLUSÕES

Este trabalho apresenta o funcionamento do amplificador Classe D com modulação PWM. O mesmo teve um modelo matemático de pequenos sinais proposto, por meio da análise em espaço de estados. O modelo foi simulado através da plataforma MATLAB, apresentando resultados compatíveis com a simulação do circuito através do *software* PSIM®. A comparação das respostas entre modelo matemático, simulação de circuito e circuito prático validam o modelo proposto. Para projetos futuros, propõe-se a utilização do modelo apresentado para a pesquisa de otimização de amplificadores Classe D.

REFERÊNCIAS

[1] M. Berkhouit e L. Dooper, "Class-D Audio Amplifiers in Mobile Applications," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 57, n. 5, pp. 992 - 1002, 2010.

[2] M. KINYUA, R. WANG e E. SOENEN, "Integrated 105 dB SNR, 0.0031% THD+N Class-D Audio Amplifier With Global Feedback and Digital Control in 55 nm CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, n. 8, pp. 1764 - 1771, 2015.

[3] A. Donida, R. Cellier, A. Nagari, P. Malcovati e A. Baschiroto, "A 40-nm CMOS, 1.1-V, 101-dB Dynamic-Range, 1.7-mW Continuous-Time $\Sigma\Delta$ ADC for a Digital Closed-Loop Class-D Amplifier," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 62, n. 3, pp. 645 - 653, 2014.

[4] M. Kinyua, R. Wang e E. Soenen, "A 105dB SNR, 0.0031% THD+N filterless class-D amplifier with discrete time feedback control in 55nm CMOS," em *Proceedings of the IEEE 2014 Custom Integrated Circuits Conference*, San Jose, CA, USA, 2014.

[5] F. Vicenzi, L. Gomes de Freitas, N. Moreira Jr., E.

Coelho, J. Vieira, Jr. e L. De Freitas, "A 1000W RMS class D amplifier with feedback," em *Proceeding ICC'05 Proceedings of the 9th International Conference on Circuits*, Athens, Greece, 2005.

[6] Texas Instruments, *Design Considerations for Class-D Audio Power Amplifiers*, Tech. Report SLOA031, 1999.

[7] J. Honda, "Scalable Class-D Design Method," *EPN power electronics*, vol. 11, p. 6, 2007.

[8] Infineon, *Application Note AN-1164*.

[9] M. F. Tajuddin, A. Rahim, I. Daut, B. Ismail e M. F. Mohammed, "State space averaging technique of power converter with digital PID controller," Singapore, 2010.

[10] S. M. Cox, J. Yu e W. Goh, "Intrinsic Distortion of a Fully Differential BD-Modulator Class-D Amplifier With Analog Feedback," *IEEE Transactions On Circuits and Systems*, vol. 60, n. 1, pp. 63-74, 2013.

[11] S. COX, M. TONG TAN e J. YU, "A Second-Order Class-D Audio Amplifier," *Society for Industrial and Applied Mathematics*, vol. 71, n. 1, pp. 270-287, 2011.

[12] S. COX e B. H. CANDY, "Class-D Audio Amplifiers With Negative Feedback," *Society for Industrial and Applied Mathematics*, vol. 66, n. 2, pp. 468-488, 2005.

[13] S. COX, J. YU, W. LING GOH e M. TONG TAN, "Analysis of a hysteresis-controlled self-oscillating class-D amplifier," *IMA Journal of Applied Mathematics*, vol. 82, pp. 355-370, 2017.

[14] P. DONDON, M. CIFUENTES, G. TSENOV e V. MLADENOV, "A practical modelling for the design of a sigma delta class D power switching amplifier and its pedagogical application," *Recent Researches in Circuits, Systems and Signal Processing*, pp. 93-99, 2011.

[15] G. W. Wester e R. D. Middlebrook, "Low-frequency characterization of switched dc-dc converters," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, vol. 9, n. 3, pp. 376-385, 1972.

[16] R. D. Middlebrook e S. Cük, "A general unified approach to modelling switching-converter power stages," *Proceedings of Power Electronics Specialists Conference*, pp. 521-550, 1977.

[17] V. Voperian, "Part I: Continuous conduction mode, simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, vol. 26, n. 3, pp. 490-496, 1990.

[18] X. Jiang, "Fundamentals of Audio Class D Amplifier Design: A Review of Schemes and Architectures," *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, vol. 9, n. 3, pp. 14-25, 2017.

[19] E. Gaalaas, "Class D Audio Amplifiers: What, Why and How," *Analog Dialogue*, vol. 40, pp. 1-7, 2006.

[20] Y. Kang, "A Review of Audio Class D Amplifiers," em *Integrated Circuits (ISIC), 2016 International Symposium on*, Singapura, 2016.