

CONTROLADOR DIGITAL APLICADO A CONVERSOR DE TENSÃO AUTOMOTIVO

Ericsson Lara^{1,2}, Roberto d'Amore¹, Glenan Lago² e Julio Lucchi³

¹ Instituto Tecnológico de Aeronáutica - ITA

² Continental Brasil Indústria Automotiva Ltda.

³ Universidade São Judas Tadeu - USJT

E-mails: ericsson.lara@continental-corporation.com, damore@ita.com.br,
glenan.lago@continental-corporation.com, prof.julio@usjt.br

RESUMO

Com a crescente complexidade dos sistemas embarcados, conversores de tensão, amplamente utilizados em veículos comerciais e essenciais para a tecnologia de veículos híbridos, necessitam de integração às redes de informações veiculares. Ao mesmo tempo, requisitos cada vez mais exigentes quanto a desperdício de energia regem o desenvolvimento de novos módulos eletrônicos. Este trabalho apresenta uma plataforma para estudos de conversores de energia chaveados automotivos, empregando controladores digitais programados em dispositivos do tipo DSP. A sua robustez com relação à variação de carga é testada. A eficiência energética da conversão pôde ser otimizada através do ajuste do tempo morto, resultando em um ganho de 0,36%. O tempo de execução do controlador, para o caso de um algoritmo de controle PID, resultou em 15us, demonstrando a possibilidade de se realizar comunicação com redes embarcadas.

INTRODUÇÃO

Conversores de energia chaveados são circuitos que convertem a natureza da energia elétrica em sua entrada para o uso de outro sistema. Seu funcionamento é baseado no chaveamento e filtragem de porções exatas da energia de sua entrada para maximizar o rendimento energético. Sua estrutura básica é apresentada na Figura 1.

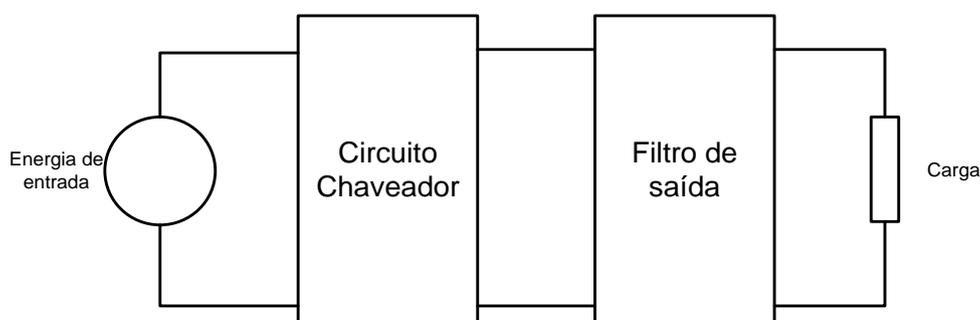


Figura 1 – Estrutura básica de conversor de energia

Um conversor é denominado DC-DC quando apenas o nível de tensão ou corrente de sua saída é alterado: tanto a entrada quanto a saída permanecem em nível contínuo [1]. Conversores DC-DC são utilizados em veículos comerciais, cuja bateria é normalmente de 24V, para alimentar módulos de veículos de passeio com tensão de 12V, como, por exemplo, um auto radio ou uma tomada de alimentação para o motorista. Em veículos híbridos, conversores DC-DC têm a função de fornecer tensão e corrente adequadas para carregar baterias quando em regeneração [2]. As aplicações de conversores de tensão DC-DC automotivos têm em comum a natureza aleatória da carga que alimentam. Deste modo, tais conversores necessitam de circuitos de controle para torná-los robustos a estas variações. Estes circuitos medem algumas grandezas elétricas na saída e ajustam atuadores (circuito chaveador) para compensar possíveis variações, conforme ilustrado na Figura 2.

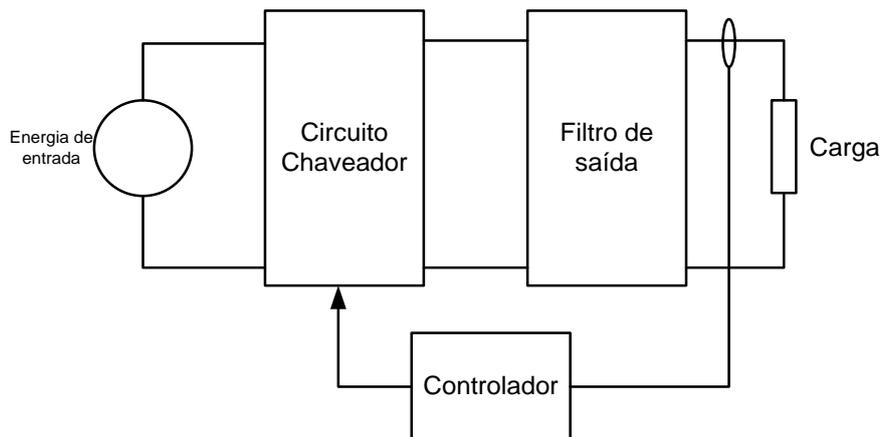


Figura 2 – Controlador aplicado a conversores de energia

Conversores de energia automotivos com integração com redes de dados embarcadas são necessários devido à demanda por informações de falhas ou estado do sistema. Porém, conforme [3], a maior parte dos conversores utiliza circuitos de controle analógico, sem capacidade de interagir diretamente com redes de dados. Muitas soluções adotam um circuito monitor digital quando é necessária esta interface, veja Figura 3. Além disso, controladores analógicos empregam estratégias de controle fixas que não podem ser alteradas [3].

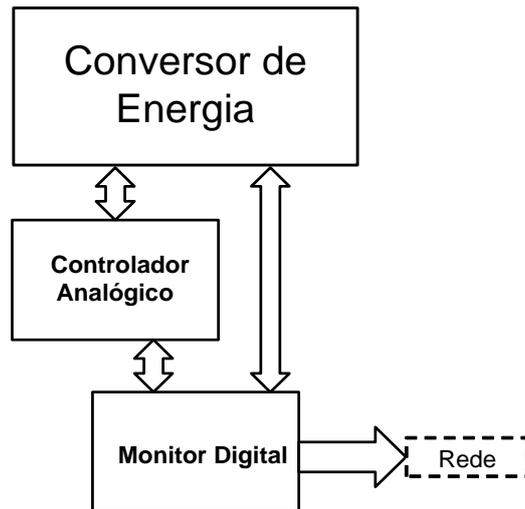


Figura 3 – Conversor de energia com monitor digital

A plataforma de estudos proposta tem como objetivo viabilizar a análise de estratégias de controle empregando um processador digital de sinais (DSP) para realizar tanto as operações de um controlador analógico quanto a comunicação com redes externas. O resultado final a ser atingido nos estudos empregando a plataforma é a seleção do sistema de menor custo que atenda aos requisitos especificados.

A plataforma de estudos proposta emprega a topologia Buck Síncrona; topologia básica de conversores DC-DC com redução de tensão [1] [4]. Como os resultados de análise obtidos com esta topologia podem ser estendidos para todas outras topologias de conversores DC-DC [5], o emprego de uma tecnologia fixa não limita a flexibilidade de aplicação da plataforma proposta.

1. PLATAFORMA

A plataforma desenvolvida possui capacidade de fornecer até 405W à carga de saída a partir de uma fonte de entrada com até 30V. Ela possui três blocos básicos: Conversor, DSP e Interface, veja Figura 4.

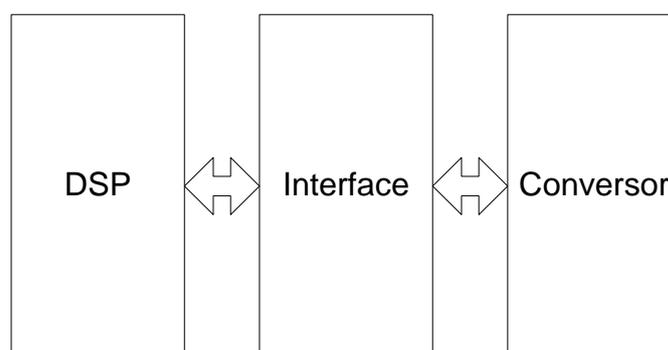


Figura 4 - Plataforma de estudos

Na Figura 5 é apresentado o esquema do conversor DC-DC topologia Buck síncrona empregado. V_{in} é a tensão DC de entrada, V_o a tensão DC de saída, L e C filtros de saída. A chave S comuta entre V_{in} e a referência (terra), e R representa a carga que recebe a energia convertida. Ela é denominada síncrona pelo fato do controlador comandar uma chave de forma independente tanto para a posição V_{in} quando para a referência.

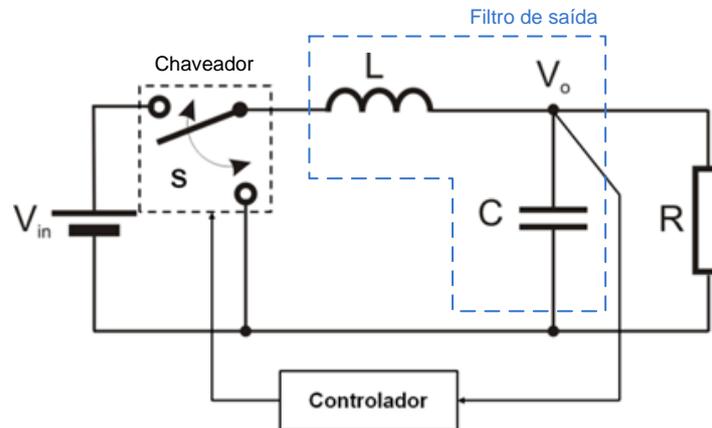


Figura 5 - Topologia Buck síncrona

O controlador mantém o nível de tensão na saída estável atuando na frequência de acionamento da chave S . A tensão V_o , (1), é determinada pelo período em que a chave S está ligada a V_{in} ou a referência. Este período, D , é denominado razão cíclica (*Duty Cycle*).

$$V_o = D * V_{in} \quad (1)$$

A chave S é implementada através de dois transistores ($T1$ e $T2$), conforme ilustra a Figura 6. Durante o chaveamento, o controlador deve evitar que ambas estejam em condução ao mesmo tempo, para evitar curtos-circuitos momentâneos na entrada que causariam um aumento na potência dissipada nos transistores e conseqüente queda no rendimento da conversão. Este problema é evitado inserindo-se um intervalo de tempo entre os comandos de acionamento das chaves, denominado tempo morto (*dead time*). Um exemplo de acionamento das chaves com tempo morto é apresentado na Figura 7.

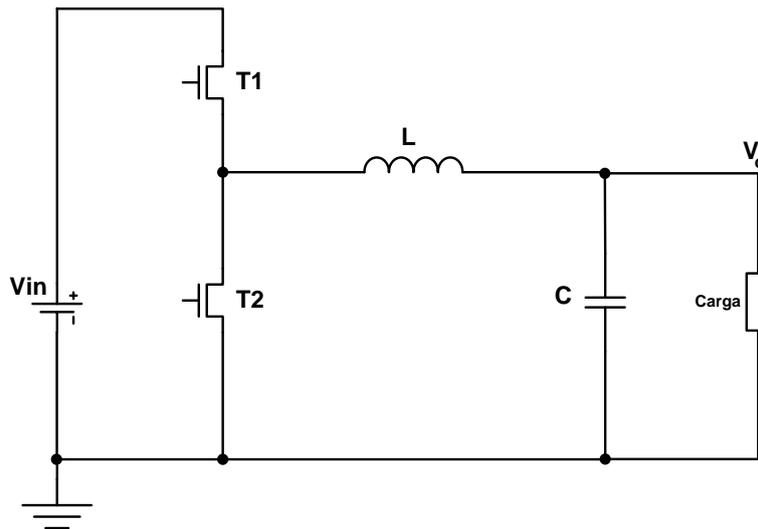


Figura 6 - Buck topologia síncrona com transistores

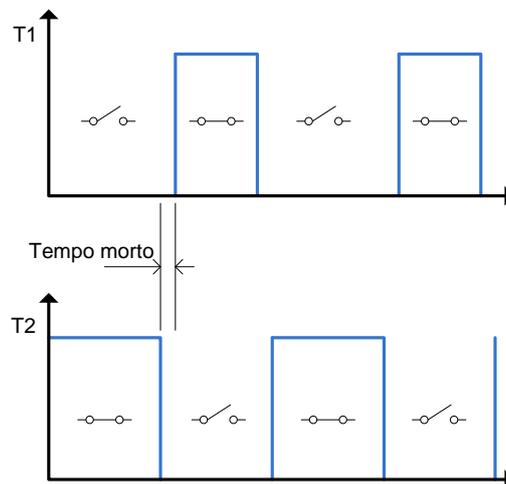


Figura 7 – Tempo morto

Um tempo morto muito curto pode não ser suficiente para evitar curtos circuitos momentâneos. Em contra partida, um tempo morto muito extenso faz com que a ação do controlador não seja eficiente. Sendo assim, o tempo morto é um parâmetro de compromisso do conversor quanto ao seu rendimento, que pode ser facilmente ajustável em implementações digitais.

O DSP selecionado para a plataforma foi o *TMS320F28027* da *Texas Instruments*. Ele é indicado para aplicações de controle em tempo real e tem as seguintes características: frequência de operação de 60MHz, baixo consumo, conversor A/D (Analógico Digital) de 12 bits com taxa de conversão de 6.25×10^6 amostras por segundo, saídas PWM (*Pulse Width Modulation*) e unidades de comunicação serial [6]. O desenvolvimento de sua programação pode ser integrado com o *Simulink*, onde é possível programar sua atitude usando controladores modelados neste programa. Outro recurso importante disponível é a biblioteca de operações matemáticas em ponto fixo chamada *IQMath* [7]. Com ela é possível alocar

recursos de maneira ótima como, por exemplo, utilizar a unidade MAC (*multiply-accumulate*) de 32bits disponível que realiza operações de multiplicação em dois ciclos de máquina.

A interface entre o conversor e o DSP possui circuitos especializados chamados de *Gate Drivers* e atenuadores. Os circuitos *Gate drivers* têm a função de, a partir de um estímulo causado pela saída do DSP, acionar rapidamente, e de maneira eficiente, os transistores do conversor [8].

Os atenuadores têm a função de diminuir o valor de tensão da saída para um que possa ser lido pelo conversor A/D do DSP. A Figura 8 mostra a ligação entre o conversor e o DSP através da interface.

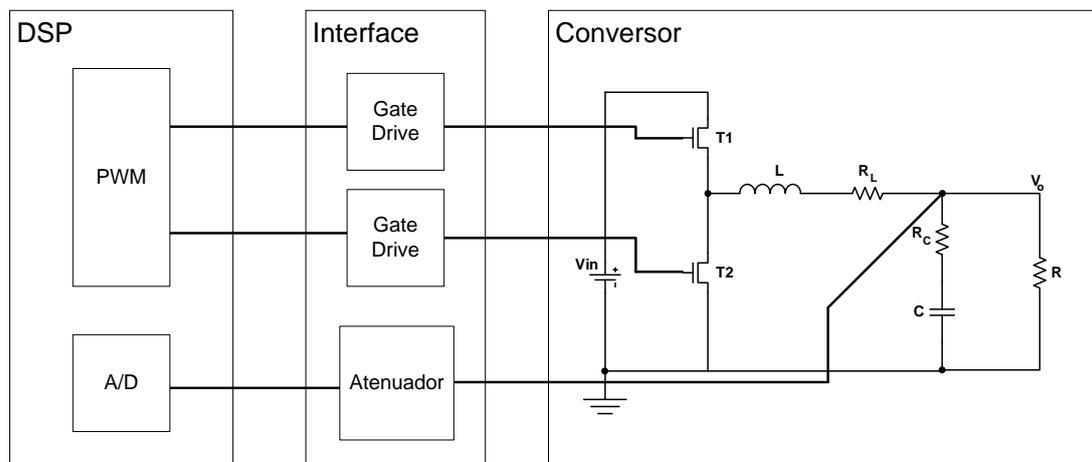


Figura 8 - Interface

2. MODELO E CONTROLADOR

Um modelo dinâmico do conversor foi levantado segundo a técnica de *Middlebrook* [4] [5]. Este modelo desconsidera as não linearidades provenientes do chaveamento e simplifica a dinâmica do sistema utilizando médias das grandezas elétricas. Na Figura 9 é apresentado o circuito equivalente para conversores topologia Buck. A função de transferência resultante é apresentada em (2).

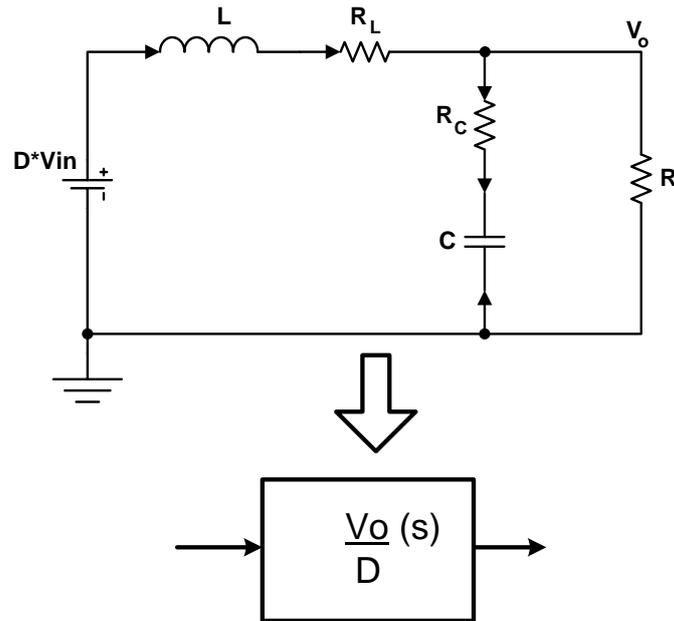


Figura 9 – Modelo de Middlebrook

$$\frac{V_o(s)}{D} = \frac{7,159 \cdot 10^{27} s + 1,162 \cdot 10^{32}}{6.596 \cdot 10^{22} s^2 + 3.704 \cdot 10^{26} s + 4.2 \cdot 10^{30}} \quad (2)$$

No modelo, R_L e R_C são resistências série dos componentes do filtro de saída. Elas são consideradas no modelo por ter grande influência na resposta dinâmica do conversor.

A Figura 10 mostra o gráfico de Bode do modelo do conversor. Nele é evidenciado o efeito da ressonância do filtro de saída formado por C e L , que é 1,27kHz, ou 8krad/s. Uma variação de carga pode causar oscilações de tensão indesejadas nesta frequência. A função do controlador é atenuar esta ressonância e garantir robustez do conversor frente às variações de parâmetros dos componentes.

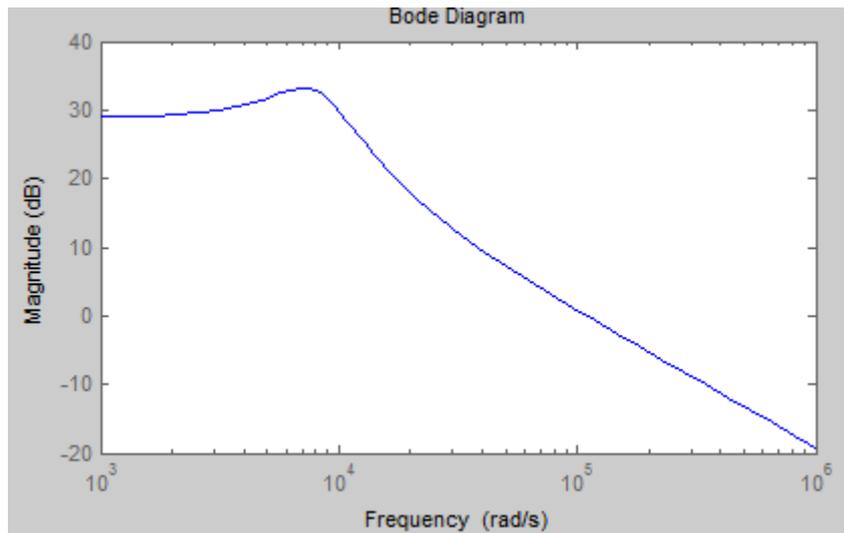


Figura 10 - Diagrame de Bode do modelo do conversor

Um controlador PID foi ajustado para que o sistema do conversor em malha aberta tenha uma largura de banda de 5kHz, atenuando a ressonância do filtro de saída, e margem de fase de 70°, garantindo estabilidade e robustez frente às variações de parâmetros dos componentes. Em (3) é apresentado a equação deste controlador. A Figura 11 mostra a margem de fase resultante da malha de controle.

$$C(s) = \frac{2,19 \cdot 10^6 (s + 274,9)}{s (s + 3,295 \cdot 10^5)} \quad (3)$$

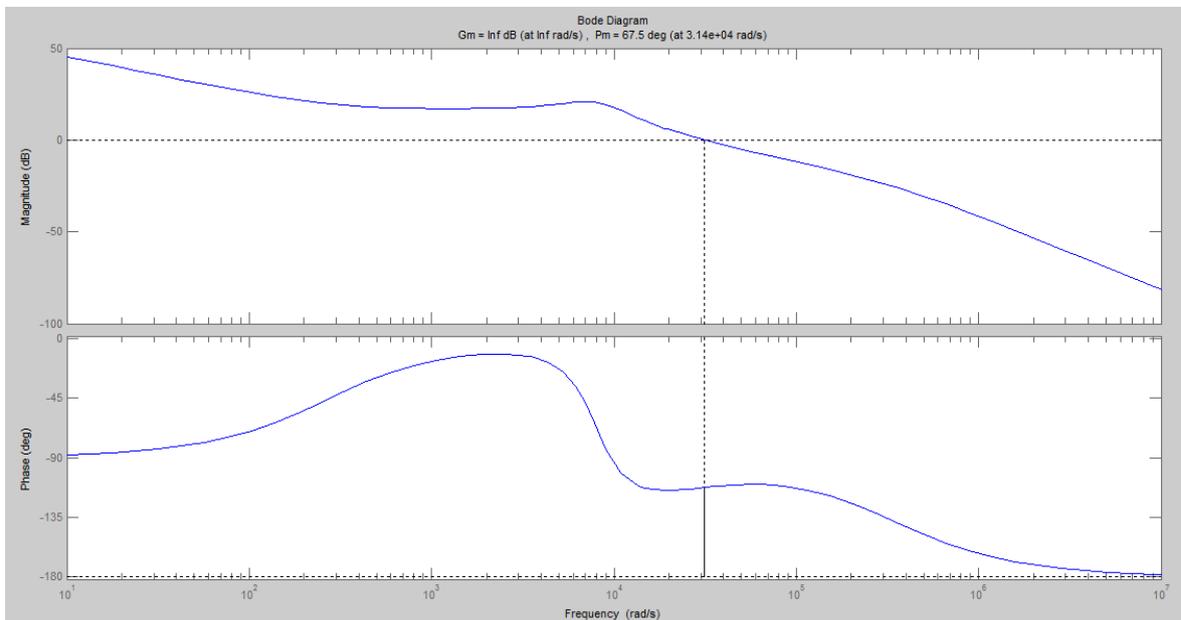


Figura 11 - Diagrame de Bode malha aberta do conversor e controlador

O controlador projetado foi quantizado usando o método de *Tusting* para um período de amostragem de 100us, conforme apresentado em (4). Em (5) é apresentada a equação de diferenças do controlador.

$$C(z) = \frac{6,348 z^2 + 0,1721 z - 6,176}{z^2 - 0,1144 z - 0,8856} \quad (4)$$

$$D_{out} = (6,348 + 0,1721z^{-1} - 6,176z^{-2})D_{in} + (0,1144z^{-1} + 0,8856z^{-2})D_{out} \quad (5)$$

A equação de diferenças foi programada no DSP através de código gerado a partir do modelo do *Simulink* da Figura 12. Os cálculos são realizados em números representados em ponto-fixo de 32 bits de resolução total com 19 bits de precisão na casa decimal. Além das operações de (5), foram acrescentadas outras duas multiplicações, uma para adaptar a tensão de saída convertida pelo A/D para um número que represente grandeza física e outra para que a ação do controlador represente razão cíclica em porcentagem.

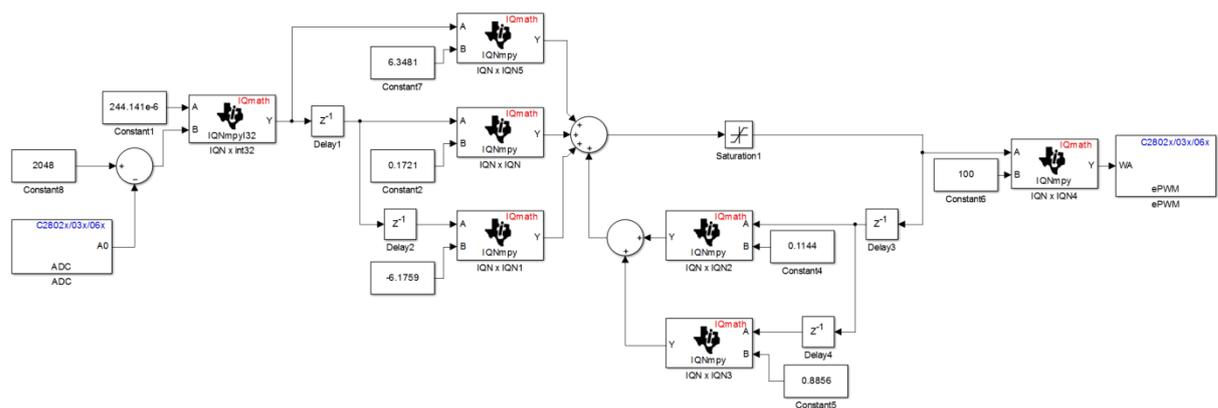


Figura 12 - Controlador no *Simulink*

A referência de controle empregada define a tensão de saída para 13,5V, emulando, deste modo, um conversor automotivo.

3. TESTES

A eficiência da conversão foi medida à temperatura ambiente, após quinze minutos de estabilização térmica, com dois valores de tempo morto programados. A fonte de entrada foi ajustada para 28V e carga na saída absorvendo 405W, veja Tabela 1.

Tabela 1. Teste de Rendimento com diferentes valores de tempo morto

Tempo morto	Rendimento
84ns	95,50%
166ns	95,14%

Os resultados mostram um pequeno aumento no rendimento com a diminuição do tempo morto. A influência do tempo morto no rendimento não foi maior pois parte significativa da energia é dissipada devido ao chaveamento dos transistores, à resistência dos transistores na condição ligada, e a perdas nos componentes do filtro de saída. Deve-se notar, entretanto que o tempo morto é um parâmetro de otimização, que pode compensar imperfeições dinâmicas dos transistores, como variação na quantidade de carga armazenada no *gate*.

Foram aplicados degraus de corrente consecutivos de 0 a 30A, com taxa de variação de 5A/us e período de 1 segundo, conforme Figura 13, simulando variações bruscas de carga na saída.

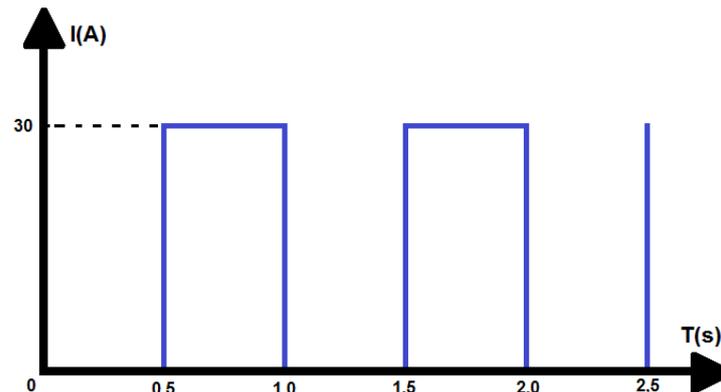


Figura 13 – Degrau de corrente

A tensão de saída do conversor foi monitorada durante a aplicação dos degraus, conforme Figura 14. A perturbação causada pelo degrau foi de 1,2V, e não foram observadas oscilações acentuadas. Deve-se notar que uma queda de 1,2V é menor que o valor máximo previsto para o ambiente automotivo, conforme norma automotiva [9]. Assim, caso uma carga proveniente de módulo solicitasse 30A abruptamente ao conversor da plataforma, a tensão de saída não sofreria uma variação além da prevista pela norma.

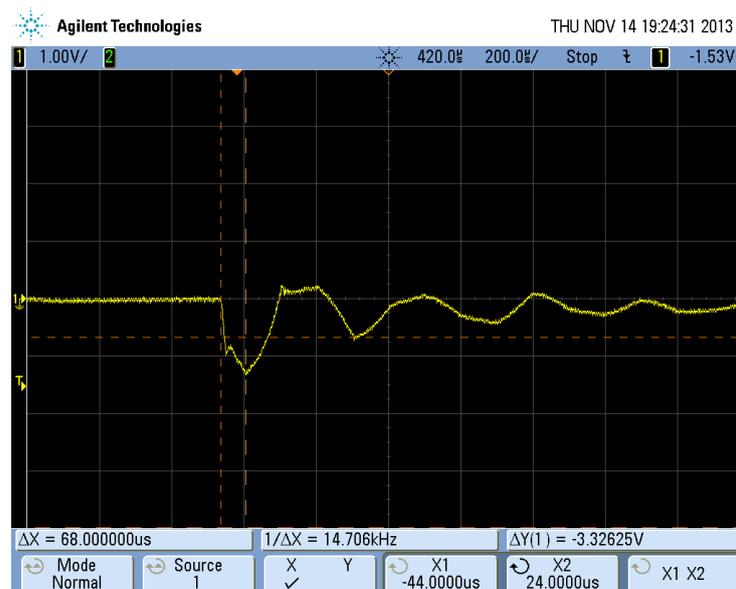


Figura 14 – Resposta da Saída do controlador digital

Uma saída de uso geral do DSP foi configurada para monitorar o tempo de execução da rotina do controlador. Enquanto a rotina está em execução, ela é acionada em nível alto. A medição é mostrada na Figura 15. A rotina de controle apresentada, utilizando cálculos em ponto fixos e sete multiplicações em série, ocupou apenas 15% do período de execução do sistema.

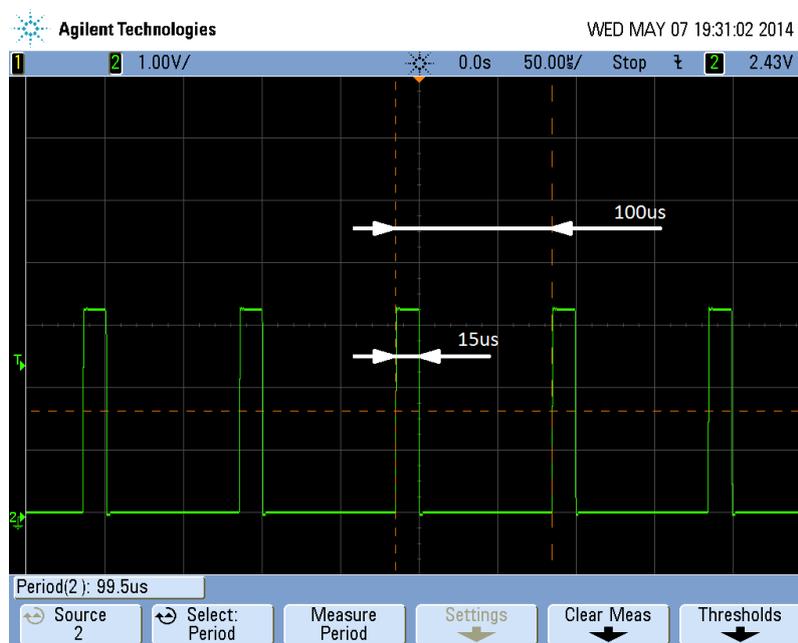


Figura 15 - Tempo de execução da rotina de controle

4. AGRADECIMENTOS

Os autores deste trabalho agradecem ao suporte e apoio dos profissionais Nivaldo Bissoli (Continental Brasil Indústria Automotiva Ltda.), Nuncio Perrella e Raphael Marchi (Texas Instruments).

CONCLUSÃO

Com o uso da plataforma foi demonstrado ser possível realizar controle robusto de conversor de energia automotivo utilizando controlador digital implementado em DSP. Um controlador PID discreto foi proposto e sua robustez foi testada contra perturbações na plataforma proposta. A ação do controlador eliminou ressonância do filtro de saída e estabilizou a tensão de saída em aproximadamente 800us.

Devido a flexibilidade na programação do controle das chaves, o efeito do tempo morto na eficiência do sistema pode ser testado apenas com a alteração da programação do DSP. Assim, foi verificada a capacidade de otimização energética que a plataforma com uso de controlador digital oferece. Isto vai ao encontro com a crescente demanda por menor desperdício da energia de veículos, como é o caso dos veículos híbridos que devem aproveitar ao máximo a energia obtida da regeneração.

Foi monitorado, também, o tempo de execução do controle proposto e verificou-se que este ocupa apenas 15% do tempo de processamento disponível. Com os 85% do tempo restante, juntamente com a disponibilidade de módulos e comunicação serial, a interação com redes de informação automotiva pode ser implementada, aumentando a integração do conversor ao sistema automotivo.

REFERÊNCIAS

- [1] MIDDLEBROOK, R. D. Power electronics: topologies, modeling and measurement. **IEEE International Symposium on Circuits and Systems**, Chicago IL, Abril de 1981.
- [2] EHSANI, M. GAO, Y. GAY, S. E. EMADI, A. 5. Hybrid Electric Vehicles. In: *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory and Design*. Florida: CRC Press, 2005. p. 117 – 123.
- [3] MAKSIMOVIC, D. ; ZANE, R. ; ERICKSON, R. Impact of digital control in power electronics. **IEEE Power Semiconductor Devices and ICs**, p. 13 – 22, 2004.
- [4] WESTER, G. W.; MIDDLEBROOK, R. D. Low-Frequency characterization of switched DC-to-DC converters. **IEEE Power Processing and Electronics Specialists Conference**, p. 376 – 385, 1973.
- [5] CUK, S. Modelling, analysis, and design of switching converters. 1977. 317 f. Tese (Doutorado) - California Institute of Technology. Califórnia USA. 1977.
- [6] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. Piccolo Microcontrollers TMS320F28027. Disponível em <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28027.pdf> Acesso em: 22 de julho de 2013.
- [7] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. C28x IQmath Library - A Virtual Floating Point Engine - V1.5a. Texas, 2009. 74p.
- [8] Gate driver. Disponível em http://en.wikipedia.org/wiki/Gate_driver. Acesso em 15 de maio de 2014.
- [9] INTERNATIONAL ORGANIZATION FOR STANDARDIZATION. *ISO 7637-2: Road vehicles -- Electrical disturbances from conduction and coupling -- Part 2: Electrical transient conduction along supply lines only*. 2011.