

ESTUDO COMPARATIVO DOS CONTROLADORES PREDITIVOS GMV E GPC APLICADOS AO CONVERSOR BOOST

Daniel Abreu Macedo da Silva *, Edvan da Silva Costa *, André Cavalcante do Nascimento*, Rejane de Barros Araújo *
*Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Pará / Campus Belém
Belém, Pará, Brazil

Email: danielabreu364@gmail.com, edvan.esc@gmail.com, andre.nascimento@ifpa.edu.br, rejane.barros@ifpa.edu.br

Resumo—Este trabalho propõe o projeto de dois controladores preditivos, Generalized Minimum Variance Controller (GMV) e Generalized Predictive Controller (GPC) hibridizados para o controlador PID, estes são aplicados ao conversor Boost presente em uma Nanorrede CC. O sistema é alimentado por uma String de painéis fotovoltaicos que operam em 3 formas diferentes e visam abastecer o barramento de 380 V. O objetivo é fazer o estudo comparativo para provar a eficiência dos controladores nesta aplicação e definir as vantagens de cada um, além de apresentar a síntese com o controlador mais difundido no mercado, o PID.

Palavras-Chaves – Conversor Boost. Nanorrede CC. Generalized Minimum Variance Control. Generalized Predictive Control. Painéis Fotovoltaicos.

I. INTRODUÇÃO

As fontes renováveis no Brasil tem sido bastante estudadas e exploradas. A utilização destas se intensifica devido ao aumento de instalações de Geração Distribuída (GD), o que permite aos lares e empresas produzirem sua própria energia, haja vista que na geração fotovoltaica, por exemplo, pode-se produzir eletricidade sem emitir poluentes e aproveitando a luz solar incidente no próprio local de instalação, [1].

Nessa conjuntura, como alternativa para solucionar tais problemas da política de geração de energia, a exemplo da centralização massiva da geração que reflete no alto custo com a transmissão da energia até os centros consumidores e a dependência desses polos geradores, [2], pode-se citar o estudo e a aplicação das microrredes (MC). Estas são utilizadas, principalmente, em ambientes residenciais e comerciais, visto que, de acordo com [3], estes representam metade do consumo da energia a nível nacional e mundial. Não obstante, quando a potência instalada das centrais de geração distribuída for menor que 25 kW, pode-se empregar o termo nanorrede (NR), [4].

Com o avanço da eletrônica de potência, a distribuição de energia em corrente contínua (CC) foi possível e a troca da corrente alternada(CA) por CC tem sido realizada ao longo dos anos. No entanto, nota-se que, atualmente, iniciou-se uma nova etapa com a possibilidade de utilização de energia em CC nas residências, [3].

Na Figura 1 é apresentado um diagrama de uma nanorrede CC, onde são mostrados diversos tipos de conversores. No trabalho proposto é destacado em vermelho o conversor CC não isolado do tipo Boost, o qual tem a função de elevar a tensão dos painéis para o barramento de 380 V, comum aos outros conversores.

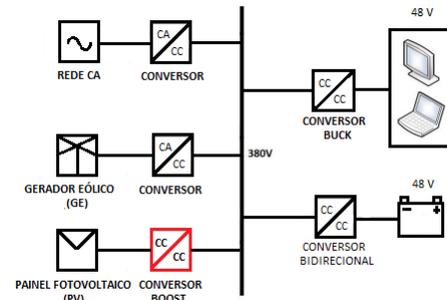


Figura 1. Diagrama da nanorrede.

No intuito de aprimorar o sistema adotado, certas ações são tomadas, como o correto ajuste da tensão que alimenta o barramento. Para o conversor Boost, utilizado no trabalho, o qual tem tensão de entrada proveniente do painel fotovoltaico (PV) variável em função das condições de irradiância ou de mal funcionamento dos módulos, é proposto no trabalho o projeto de dois controladores preditivos: GMV - Generalized Minimum Variance e o GPC - Generalized Predictive Controller, ambos projetados para combinar com a estrutura de síntese do PID, sem a perda das características preditivas desejadas, afim de manter a tensão de saída do conversor no valor nominal do barramento de 380 V.

Alguns trabalhos mostram a aplicação do controle preditivo em conversores CC, [5], [6]. Entretanto, no trabalho proposto é considerada a hibridização de controladores preditivos para o PID, a qual mantém as características vantajosas do controle preditivo com a praticidade e facilidade de implementação do controlador PID, este que é amplamente difundido no mercado.

Este trabalho está organizado da seguinte forma. Na seção II, a modelagem do conversor aplicado na NR em estudo é apresentada. Uma abordagem teórica sobre os controladores

implementados é apresentada na seção III. Na seção IV, os resultados obtidos são apresentados. Conclusões e propostas para trabalhos futuros são mostradas na seção V.

II. MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST

Os conversores CC-CC isolados utilizam um transformador que isola a fonte e a carga, já os não isolados não usam este equipamento. Entre as topologias não isoladas mais difundidas, estão os conversores Buck, Boost e Buck-Boost, [7].

De acordo com [8], considera-se, na modelagem, que os conversores não possuem perdas de potência, assim, as chaves são ideais e apresentam queda de tensão nula quando estão em condução e corrente igual a zero quando estão abertos, além de se considerar a transição entre estados instantânea. Foi considerado, no trabalho, que o conversor Boost opera no modo de operação contínua.

Neste trabalho, é adotada a técnica do modelo médio em espaço de estados para se obter os circuitos equivalentes e a função de transferência do conversor Boost, Fig. 2, conforme em [9]. A função de transferência que representa a dinâmica do processo está contida em (1).

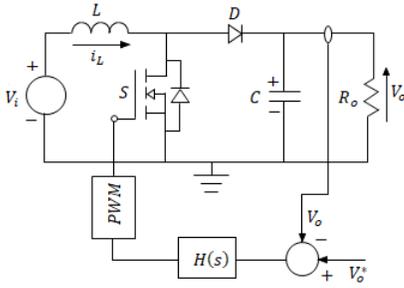


Figura 2. Malha de controle do sistema.

$$G_c(s) = \frac{V_i}{(1-D)^2} \frac{1 - \frac{sL}{R_o(1-D)^2}}{\frac{CL}{(1-D)^2}s^2 + \frac{L}{R_o(1-D)^2}s + 1} \quad (1)$$

Onde, V_i , L , S , D , C , R_o e V_o são, respectivamente, a tensão de entrada, a indutância, a frequência de chaveamento do Mosfet, a queda de tensão do diodo, a capacitância, a carga e a tensão de saída do sistema.

III. CONTROLE PREDITIVO

Diversos sistemas necessitam de técnicas de controle para alcançarem seus objetivos, como por exemplo, seguir referências e se manterem nesta condição quando uma perturbação ocorrer. Na eletrônica de potência e nas NR, especificamente, isso não é diferente, dentre as diversas técnicas que podem ser aplicadas, destacam-se as com características preditivas, sendo bastante exploradas em diversas áreas da engenharia. Isso tem ocorrido devido a presença de um preditor que é empregado nos algoritmos a fim de utilizar o modelo da planta para calcular a ação de controle no instante atual, e permitir que as saídas futuras sigam as características desejadas, [10], [11], [12].

De acordo com [10], um controlador preditivo deve se portar conforme o diagrama da Fig. 3, onde as informações do modelo matemático do processo são utilizadas junto aos parâmetros de projeto, em um algoritmo preditivo para otimizar uma função custo, com o intuito de levar a saída do sistema ao objetivo de projeto.

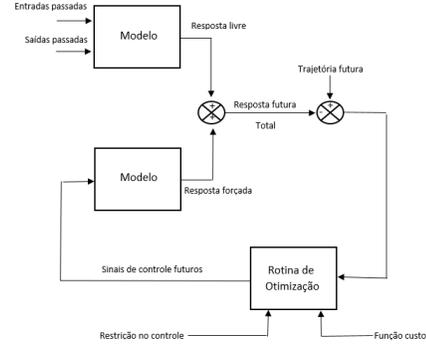


Figura 3. Diagrama de blocos de um controlador preditivo.

A. Controlador de Variância Mínima Generalizada

No desenvolvimento do controlador GMV proposto por [13], a lei de controle é derivada pela minimização de uma função custo associada ao conceito de sistemas generalizados. Assim, pode-se incluir na síntese deste controlador certos parâmetros de desempenho que atendam variadas aplicações, no intuito de flexibilizar a estrutura do controle. Segundo [10], esse sistema generalizado, para projetar o controlador GMV, pode ser expresso por (2), que é a função custo. Sendo os polinômios P (filtro da saída), Q (ponderação do sinal de controle) e T (ajuste do erro em regime permanente) responsáveis pela ponderação sobre os respectivos sinais do sistema, que servem como parâmetros de síntese do GMV. Ademais, $\mathbf{y}(\mathbf{k}+\mathbf{d})$ é a saída do sistema deslocada, \mathbf{d} (atraso de transporte), $\mathbf{u}(\mathbf{k}+\mathbf{d})$ é o sinal de controle e $y_r(k)$ o sinal de referência.

$$J = [\phi(k+d)]^2 = [P(z^{-1})y(k+d) - T(z^{-1})y_r(k) + Q(z^{-1})u(k)]^2 \quad (2)$$

A saída generalizada do controlador GMV é mostrada na Fig. 4, conforme [10], cuja representação leva a admissão que o processo discreto está representado pelo modelo DCAR (*Deterministic Controlled Auto-Regressive*), conforme (3).

$$A(z^{-1})y(k) = z^{-d}B(z^{-1})u(k) \quad (3)$$

No controlador GMV incremental indireto, implementado neste trabalho, o polinômio $P(z^{-1})$ é expresso em (4), e quando substituído em (2), resulta na lei de controle do GMV incremental em (5).

$$P(z^{-1}) = A(z^{-1})\Delta E(z^{-1}) + z^{-d}S(Z^{-1}) \quad (4)$$

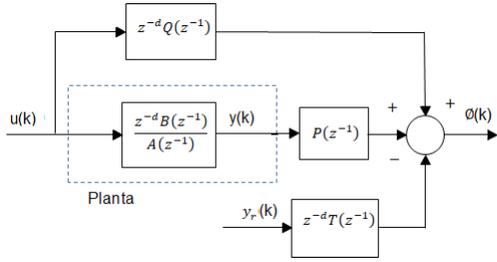


Figura 4. Diagrama de blocos da saída generalizada do controlador GMV.

$$[B(z^{-1})E(z^{-1})+Q(z^{-1})]\Delta u(k) = T(z^{-1})y_r(k)-S(z^{-1})y(k) \quad (5)$$

Onde o cálculo do sinal de controle aplicado na planta é representado por (6).

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) \quad (6)$$

A função de transferência em malha fechada do controlador GMV é observada em (7). Contudo, para garantir rastreamento de referência e erro nulo em regime permanente, deve-se considerar $T(1) = t_0 = P(1) = S(1)$.

$$y(k) = \frac{B(z^{-1})T(z^{-1})}{B(z^{-1})P(z^{-1}) + A(z^{-1})\Delta Q(z^{-1})}y_r(k-d) \quad (7)$$

Baseado no formalismo matemático do controlador GMV, pode-se realizar a hibridização para um controlador PID discreto. Segundo [14], o controlador PID hibridizado do projeto GMV consegue se adaptar às situações comuns da eletrônica de potência, como fases não mínimas e atrasos de transportes dominantes, estes que, normalmente, ocasionam instabilidades em malha fechada. Assim, como o projeto é realizado baseado no GMV incremental, pode-se obter os parâmetros do controlador PID discreto, desde que a ordem do polinômio $A(z^{-1})$ seja de 2ª ordem, isto é, $na = 2$.

Segundo [10], em (4), a ordem do polinômio $S(z^{-1})$, $ns = na = 2$, a ordem do polinômio $E(z^{-1})$, $ne = d-1$ e a ordem do polinômio $G(z^{-1})$, expresso em (8), é igual à soma dos coeficientes de $B(z^{-1})$ e $E(z^{-1})$.

$$G(z^{-1}) = B(z^{-1})E(z^{-1}) \quad (8)$$

Substituindo (8) em (4), obtém-se (9), com a saída do sistema a d passos a frente.

$$P(z^{-1})y(k+d) = S(z^{-1})y(k) + G(z^{-1})\Delta u(k) \quad (9)$$

Substituindo (9) em (2) e minimizando em relação a $\Delta \mathbf{u}(k)$, obtém-se a lei de controle (10), sendo $Q(z^{-1})$ expresso por (11).

$$\Delta u(k) = \frac{T(z^{-1})y_r(k) - S(z^{-1})y(k)}{G(z^{-1}) + Q(z^{-1})} \quad (10)$$

$$Q(z^{-1}) = \frac{Q_1(z^{-1})}{b_0} \quad (11)$$

Adicionalmente, a lei de controle do PID digital é expressa por (12), onde $\mathbf{e}(k)$ é a diferença entre a referência e a saída e T_s é o período de amostragem. Os parâmetros K_c , T_i e T_d são responsáveis pela sintonia e são denominados, respectivamente, como parcelas proporcional, integral e derivativa.

$$\begin{aligned} \Delta u(k) = & K_c \left(1 + \frac{T_s}{T_i} + \frac{T_d}{T_s} \right) e(k) - \\ & - K_c \left(1 + \frac{2T_d}{T_s} \right) e(k-1) + \frac{K_c T_d}{T_s} e(k-2) \end{aligned} \quad (12)$$

Com as considerações em (13) e (14), pode-se reescrever a lei de controle GMV de (10) como em (15).

$$G(z^{-1}) + Q(z^{-1}) = B(1)E(1) + Q(1) = \frac{1}{q_0} \quad (13)$$

$$T(z^{-1}) = S(z^{-1}) = s_0 + s_1 z^{-1} + s_2 z^{-2} \quad (14)$$

$$\Delta u(k) = q_0 [s_0 e(k) + s_1 e(k-1) + s_2 e(k-2)] \quad (15)$$

Realizando-se a igualdade polinomial entre (12) e (15), obtém-se as relações de (16) a (18), que representam as sintonias do controlador PID-GMV.

$$K_c = -q_0(s_1 + 2s_2) \quad (16)$$

$$T_i = \frac{(-s_1 + 2s_2)T_s}{s_0 + s_1 + s_2} \quad (17)$$

$$T_d = \frac{-s_2 T_s}{s_1 + 2s_2} \quad (18)$$

B. Controlador Preditivo Generalizado

O GPC é um controlador que surgiu na década de 90 e vem ganhando muito espaço em diversas áreas. Pela flexibilidade de projeto e robustez, tem sido aplicado na eletrônica de potência de maneira eficaz e com melhores desempenhos que os controladores clássicos, haja vista que é um controlador projetado para lidar com processos de maior complexidade, como atrasos de transporte desconhecidos, fases não mínimas, não linearidades, entre outros, [10].

O ajuste dos parâmetros deste controlador são imprescindíveis para se obter a resposta desejada. Estes são N_y , N_u e λ , os quais são, respectivamente, o horizonte de saída (predição da saída), horizonte de controle (otimização do sinal de controle e estabilidade) e o fator de ponderação (robustez ou agressividade do sinal de controle).

No projeto do GPC, a representação do processo é dada por um modelo linear paramétrico discreto do tipo CARIMA, [10], assim como expresso em (19).

$$A(z^{-1})\Delta y(k) = z^{-1}B(z^{-1})\Delta u(k) + C(z^{-1})v(k) \quad (19)$$

Onde $\mathbf{v}(\mathbf{k})$ é uma perturbação e Δ é o integrador do tipo $1 - z^{-1}$. A função custo considera o erro entre a predição da saída e a referência futura, bem como o incremento de controle futuro e pode ser expressa, de acordo com [15] e [10], conforme em (20), onde N_1 e j são, respectivamente, o horizonte mínimo e o intervalo entre o horizonte de controle e saída.

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_y} [y(k+j) - y_r(k+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} [\Delta u(k+j-1)]^2 \quad (20)$$

Para solucionar o processo de minimização em (20), deve-se prever a saída j passos a frente (\hat{y}) em função dos valores dos sinais conhecidos no instante k (amostra atual) e também das entradas de controle futuras que devem ser calculadas. Com a identidade polinomial em (21), onde os polinômios $E_j(z^{-1})$ e $F_j(z^{-1})$ são definidos pelo modelo da planta e pela variável j , junto a (20) é possível se obter a saída predita em (22).

$$C(z^{-1}) = E_j(z^{-1})A(z^{-1})\Delta + z^{-j}F_j(z^{-1}) \quad (21)$$

$$\hat{y}(k+j) = \frac{F_j(z^{-1})}{C(z^{-1})}y(k) + \frac{E_j(z^{-1})B(z^{-1})}{C(z^{-1})}\Delta u(k+j-1) \quad (22)$$

Ademais, outra identidade polinomial, (23), é utilizada para separar os valores passados e futuros do controle e originar (24), onde $u_f(k)$ e $y_f(k)$ são os valores filtrados de $\Delta u(k)$ e $y(k)$.

$$E_j(z^{-1})B(z^{-1}) = G_j(z^{-1})C(z^{-1}) + z^{-j}\overline{G_j}(z^{-1}) \quad (23)$$

$$\hat{y}(k+j/k) = \overline{G_j}(z^{-1})u_f(k-1) + F_j(z^{-1})y_f(k) \quad (24)$$

Com isso, o vetor Φ pode ser montado, com as predições da resposta livre, e o vetor de controle incremental futuro, conforme expressos em (25) e (26), respectivamente.

$$\Phi = [\hat{y}(k+1/k) \quad \hat{y}(k+2/k) \quad \dots \quad \hat{y}(k+N_y/k)]^T \quad (25)$$

$$\tilde{U} = [\Delta u(k) \quad \Delta u(k+1) \quad \dots \quad \Delta u(k+N_u-1)]^T \quad (26)$$

Com base nesses vetores, a equação (24) pode ser reescrita na forma vetorial em (27), onde o vetor \mathbf{Y} é composto pela predição das saídas.

$$\mathbf{Y} = G\tilde{U} + \phi \quad (27)$$

Uma matriz da resposta da planta ao degrau, G , deve ser montada, esta com dimensão $(N_y \times N_u)$ possui a forma triangular inferior e admite $u(k+j) = 0$ quando $j \geq N_u$. Com esta, pode-se minimizar a função custo para a obtenção do vetor de controle e a lei de controle em (28) e (29), respectivamente, onde K_{GPC} é o ganho desse controlador e é calculado através da primeira linha de (30).

$$\tilde{U} = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (y_r - \phi) \quad (28)$$

$$u(k) = u(k-1) + K_{GPC}(y_r - \phi) \quad (29)$$

$$K_{GPC} = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T \quad (30)$$

Para realizar a hibridização do GPC para o PID, a priori é necessário realizar a expansão de (29) e a igualdade polinomial com a equação expressa em (31). Maiores detalhes sobre a hibridização GPC/PID pode ser encontrado em [16], [10]

$$R(z^{-1})\Delta u(k) = T(z^{-1})y_r(k) - S(z^{-1})y(k) \quad (31)$$

Por fim, a lei de controle do GPC-PID deve obedecer (27), porém com os parâmetros sendo calculados a partir da síntese RST que utiliza o modelo da planta com o controlador GPC. Logo, os parâmetros K_c , T_i e T_d são encontrados conforme as expressões (32), (33) e (34).

$$K_c = -s_0 - t_0 - s_2 \quad (32)$$

$$T_i = \frac{s_0 - t_0 - s_2}{s_0 + s_1 + s_2} \quad (33)$$

$$T_d = \frac{s_2 T_s}{s_0 - s_2 - t_0} \quad (34)$$

IV. RESULTADOS OBTIDOS

Para representar o sistema, é implementado no *Simulink* uma *string* com 4 painéis fotovoltaicos, cujas características estão contidas na tabela 1, operando em 2 níveis de irradiação, 1000 W/m^2 e 800 W/m^2 , respectivamente. Estes são chaveados no tempo de 4 segundos, para assim, representar a mudança na tensão de entrada do sistema, com o intuito de provar a eficácia dos controladores implementados. Além disso aos 8 segundos, é simulada a situação onde um dos painéis para de funcionar, assim, obtendo apenas a tensão de entrada na *String* de 3 painéis. Logo, os valores de tensão que chegam no conversor Boost no instante inicial, em 4 s e 8 s são, respectivamente, 176,4 V, 160,8 V e 132,3 V.

Tabela I

Parâmetros	Valor
Potência Nominal Máxima	400 W
Tensão de Operação	44,1 V
Corrente de Operação	9,08 A
Tensão de Circuito Aberto	53,4 V
Corrente de Curto Circuito	9,6 A

O conversor é discretizado para o período de amostragem de 5×10^{-7} s, pois a frequência de chaveamento do Mosfet é de 20 kHz, assim, a função de transferência discreta está em (35). Os valores de seus componentes estão na tabela 2 e o sistema modelado no *Simulink* está na Fig. 5.

$$G_c(z) = \frac{-0,1538 + 0,1541z^{-1}}{1 - 1,9998z^{-1} + 0,9998z^{-2}} \quad (35)$$

Tabela II

Componente	Valor
Resistor	90,25 Ω
Indutor	5,3 $\times 10^{-3}$ H
Capacitor	29,45 $\times 10^{-6}$ F

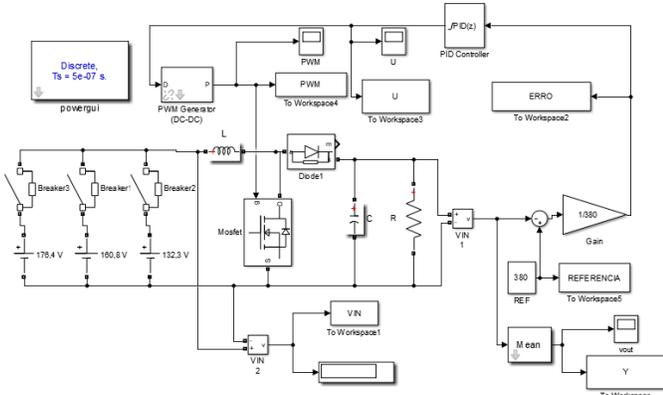


Figura 5. Sistema simulado no simulink.

Após a implementação desse sistema, são obtidas as saídas controladas pelo GMV-PID e GPC-PID, conforme Fig. 6, para manter a tensão de saída constante na referência, barramento CC de 380 V, frente as variações do sistema de geração intermitentes (tensões de entrada). Para obter este resultado, o parâmetro q_0 do GMV é sintonizado com o valor de $1,2 \times 10^7$ e os parâmetros do GPC, N_y, N_u e λ , são, respectivamente, 9, 2 e 12. Ademais, na Fig. 6, também é apresentada a tensão de saída controlada por um PID convencional, projetado por [17] para aprimorar a resposta de um conversor Boost com características similares ao proposto.

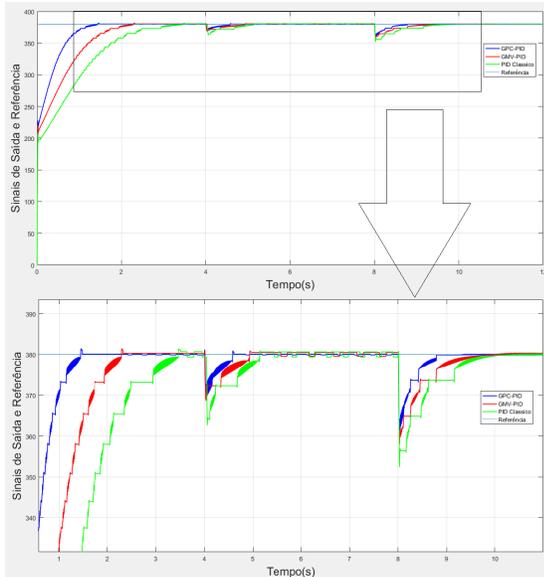


Figura 6. Referência e sinais de saída do sistema controlado pelo GPC-PID, GMV-PID e PID Convencional.

Os sinais de controle obtidos com os dois controladores preditivos e o PID convencional estão na Fig. 7.

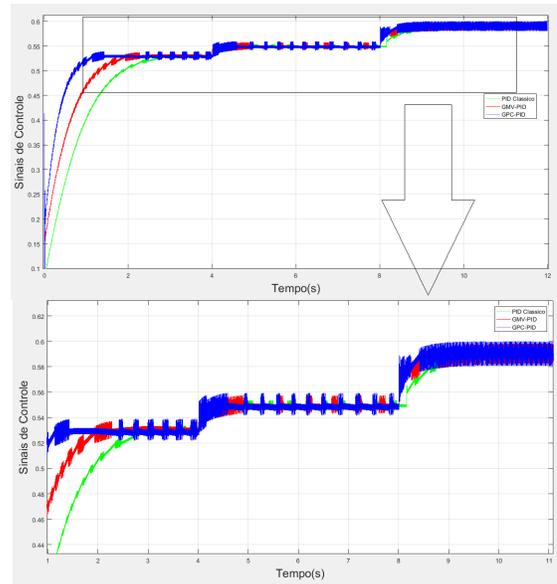


Figura 7. Sinais de controle dos controladores GPC-PID, GMV-PID e PID Convencional.

Para obtenção desses resultados, os valores encontrados pela hibridização dos controladores para os parâmetros K_c , T_i e T_d são os presentes na tabela 3, os parâmetros do PID convencional proposto por [17] também são presentes nesta. Ademais, o bloco do PID, presente na Fig. 5, é ajustado com tempo de amostragem similar ao do Powergui presente no Simulink, para que o controlador envie os sinais de controle na mesma amostragem da simulação. O ajuste incorreto deste parâmetro do bloco pode ocasionar ruídos indesejados na saída.

Outras duas variáveis são interessantes na comparação do desempenho dos dois controladores, o somatório quadrático do sinal de controle (SUQ), em (36); e o somatório do erro quadrático (SEQ), em (37). Estes dados também estão inseridos na tabela 3.

$$SUQ = \sum_1^{Nit} (u)^2 \quad (36)$$

$$SEQ = \sum_1^{Nit} (y_r - y)^2 \quad (37)$$

Tabela III

Variável	PID Convencional	GMV-PID	GPC-PID
K_c	0.0033	0,1667	0,2067
T_i	6.4300	10,0011	15,0001
T_d	0.0027	0,9998	0,9998
SUQ	6.8409e+06	7.0703e+06	7.2403e+06
SEQ	3.1178e+05	1.8119e+05	9.3105e+04

V. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado o projeto de dois controladores preditivos hibridizados para o controlador PID, os quais foram implementados no conversor Boost que eleva a tensão de entrada (painéis de energia solar) para a tensão de referência do barramento CC de 380 V, tendo em vista, a priori, a variação da irradiância nos painéis e, a posteriori, a falha de um destes, fatores que o controlador preditivo hibridizado contorna rapidamente pela sua robustez e aplicabilidade na área da eletrônica de potência, [16], [18]. Um controlador PID clássico também foi implementado para que a comparação com os controladores preditivos hibridizados possa ser realizada. A modelagem foi realizada a partir do uso da técnica do modelo médio em espaço de estados de [9]. O uso dos dois controladores preditivos, cujos requisitos para projeto foram o modelo do processo e os parâmetros de sintonia baseados em [10], abre a discussão para a comparação entre as duas técnicas, haja vista que ambos controlaram o sistema, porém de formas diferentes.

Os 3 controladores estabilizam o sistema quando a alimentação, proveniente dos painéis fotovoltaicos, é irradiada com 1000 W/m^2 , isto ocorre entre o instante inicial e 3 s, o GPC-PID, GMV-PID e PID convencional, rastream a referência, respectivamente, em 1,4 s, 2,2 s e 3,5 s. Com as mudanças nas tensões de entrada, provenientes da alteração de irradiância no tempo de 4 s e com a falha de um painel no tempo de 8 s, nota-se que os controladores GPC-PID, GMV-PID e PID convencional estabilizam a saída na referência de 380 V, na primeira mudança de tensão de entrada, em, respectivamente, 4,6 s, 4,9 s e 5,1 s. Com a segunda mudança, proveniente da falha de um dos painéis, os controladores estabilizam na referência em, aproximadamente, 9,2 s, 9,6 s e 10 s.

No GPC-PID é notório o menor tempo para rastreamento da referência, tanto na primeira situação, quanto ao ocorrer os problemas na geração, logo, alcançando um tempo de acomodação menor que os demais controladores, o que explica o menor SEQ. O GMV-PID necessitou de mais tempo para rastrear a referência, no entanto, esse tempo de acomodação foi menor que o do PID convencional. Não houve o aparecimento de sobressinais em ambas as técnicas, este que é a causa de diversos problemas nos equipamentos, a exemplo da queima dos componentes do sistema. Logo, os dois controladores preditivos hibridizados alcançaram o rastreamento da referência em tempo inferior do que o PID convencional, fato que auxilia na comprovação da eficácia da sintonia de hibridização dos controladores preditivos para aplicação nesse processo.

Portanto, com base nas informações supracitadas, pode-se afirmar que o estudo e as experiências realizadas na área de controle aplicadas em eletrônica de potência são importantíssimas. A comparação das duas técnicas deste trabalho comprovam que estas conseguem estabilizar a planta na referência desejada, rejeitar as perturbações ou problemas de geração e podem ser utilizadas com a síntese PID, fato esse que facilita sua implementação, visto que é o controlador mais difundido na indústria e na academia. Além disso, as

duas hibridizações demandam menos tempo para obter o rastreamento de referência inicial ou após uma mudança na tensão gerada quando comparadas com o PID convencional apresentado.

Trabalhos futuros irão se concentrar em utilizar essas técnicas de controle em diferentes conversores e sistemas de eletrônica de potência, com o intuito de demonstrar a eficácia e ampliar a popularidade dessas. Ademais, a montagem desse sistema em meio físico também é viável e pode servir como experimento para demais técnicas de controle preditivo ou de PIDs com sintonias alternativas, no intuito de aprimorar a eficiência das nanorredes.

REFERÊNCIAS

- [1] Benedito, R.S. Caracterização da Geração Distribuída de Eletricidade por Meio de Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede, no Brasil, Sob os Aspectos Técnico, Econômico e Regulatório. Tese de Doutorado. Universidade de São Paulo. 2009.
- [2] Silva, W. W. A. G. Estudo e Implementação de um Conversor Bidirecional como Interface na Regulação de Tensão em Barramento CC e Carregamento de Baterias em um Sistema Nanorrede. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte. 2013.
- [3] Queiroz, F. V. S.; Antunes, L. F. M.; Reis, F. E. U.; Guimarães, J. S. Controle de um Conversor CC-CC Bidirecional de Alto Ganho de Tensão para Aplicação no Carregamento de Baterias Interligadas a uma Nanorrede CC. Anais da Sociedade Brasileira de Automática, v. 1, n. 1. 2019.
- [4] DE OLIVEIRA, T. R. Distribuição Local de Energia em Corrente Contínua: Estudo, Desenvolvimento e Implementação de um Protótipo de Nanorrede CC Dedicado aos Setores Residencial e Comercial. Universidade Federal de Minas Gerais. 2016.
- [5] Moreira, T.B.S; Rego. R.C.B.; Riosy, C.S.N; Nogueira, F.G.; Costa, M.V.S. Análise Comparativa Entre Controlador GPC-T e MPC-LMI com Anti-Windup LMI Aplicado em Conversor Boost CTE. 12º SEPOC. 2019.
- [6] Shadman, M. B. et al. An Improved MPPT Technique for High Gain DC-DC Converter Using Model Predictive Control for Photovoltaic Applications. In: 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014. IEEE, 2014. p. 2993-2999.
- [7] Ahmed, A.H. Eletrônica de Potência, 1. reim., São Paulo, Pearson Prentice Hall, 2006.
- [8] Pomilio, Jose Antenor. Topologias Básicas de Conversores CC-CC Não Isolados. São Paulo: Unicamp. 2015.
- [9] Barbi, I. Modelagem de Conversores CC-CC Empregando Modelo Médio em Espaço de Estados. Florianópolis. 2015.
- [10] Coelho, A.A.R.; Jeronymo, D.C.; Araujo, R.B. Sistemas Dinâmicos Controle Classico e Preditivo Discreto. Editora da UFSC. 2019.
- [11] DORF, R. C.; BISHOP, R. H. Sistemas de Controle Modernos. 11. ed., Rio de Janeiro, Livros Técnicos e Científicos, 2009.
- [12] Wellstead, P.E.; Zarrop, M.B. Self-Tuning Systems: Control and Signal Processing. West Sussex, England: John Wiley and Sons. 1991.
- [13] Clarke, D.W.; Gawthrop, P.J. Self Tuning Controller. Proc. IEEE, V. 122, P. 929-934, 1975a.
- [14] Roffel, B.; Vermer, P.J.; Chin, P.A. Simulation and Implementation of Self Tuning Controllers. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall. 1989.
- [15] Bitmead, R.R.; Gevers, M.; Wertz, V. Adaptive Optimal Control: The Thinking Man's GPC. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1990.
- [16] Camacho, E.F.; Bordons, C. Model Predictive Control. Springer, 2ª Ed. 2007.
- [17] Adnan, M. F.; Oninda, M. A. M.; Nishat, M. M.; Islam, N. Design and Simulation of a DC-DC Boost Converter with PID Controller for Enhanced Performance. International Journal of Engineering Research and Technology, Vol 6. 2017.
- [18] Araújo, A. C.; Maia, C. V.; Martins, M. Controle Preditivo com Garantia de Estabilidade Aplicado a um Conversor Boost. 14º Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente. Ouro Preto. 2019.