COMPENSAÇÃO DE HARMÔNICOS DE BAIXA FREQUÊNCIA ATRAVÉS DO CONTROLE DO TORQUE

Andreas Steimel
Ruhr-Universität Bochum- EAEE - C. P. 102148
44780- Bochum-Germany; Tel. 0049 234 700 3890
e-mail: Steimel@eaee.ruhr-uni-bochum.de

Vera Lúcia D. S. Franco
Universidade Federal de Uberlândia-DEEME - C.P. 593
CEP. 38400-902 Uberlândia MG; Tel. 034 239 4148
e-mail: vlfranco@ufu.br

Resumo

Este trabalho apresenta um método de compensação ativa para harmônicos de baixa freqüência, presentes nas linhas férreas, utilizando-se apenas o controle do torque para a compensação do hamônico indesejável. O método aqui apresentado ao contrário dos outros, como filtros ativos, dispensa hardwares pesados, não demanda maior espaço e, consequentemente não gera acréscimo de pêso, reduzindo assim os custos. Estes ítens são de fundamental importância para projetos modernos de locomotivas com motores de indução. Os resultados práticos obtidos mostram o bom desempenho desta proposta para compensar harmônicos de baixa freqüência.

Abstract

In this paper the authors present an active compensation Method of low frequency harmonics, such as those associated with the overhead cables of railway Vehicles. This Method implies the use of only the control's torque for the compensation of undesirailbe harmonic.
The Method here presented contrary to others which present ative filters, dispenses the use of heavy hardware, the demand for space is reduced and as a result there is no weight increase of course this has a direct result in reducing cost. These items are of a fundamental importance for new projects such as locomotives which utilize induction motors. The obtained results show that this Method has good performance at an economical cost.

I. INTRODUÇÃO

Nos condutores aéreos das linhas férreas alimentadas com tensão contínua ou com uma tensão de freqüência 16,7 Hz (Alemanha), normalmente contém harmônicos de baixa freqüência [1,2]. Parte destes harmônicos são provenientes do retificador, ou da própria rede .

As amplitudes dos harmônicos de baixa freqüência tem que ser controladas, ou seja, não devem ultrapassar um determinado limite [2], pois estes podem influenciar na segurança do sistema de sinalização das companhias de transporte ferroviário, uma vez que a maioria delas utilizam sinais de baixa freqüência, para sinalização de locomotivas. Por exemplo, a companhia férrea alemã utiliza as freqüências de 50 Hz ou 100 Hz para sinalização de metrôs.

A sinalização é realizada da seguinte forma: no trilho seccionado e isolado nas duas extremidades é emitido de um lado uma tensão senoidal com uma determinada freqüência (ex. 50 Hz), do outro lado existe um sistema de monitoramento (motor/relé) [1]. Quando as rodas de uma locomotiva encontram-se no trecho seccionado, estas provocam um curto circuito nos trechos isolados do trilho, e este curto circuito provoca uma queda de tensão no sistema motor/relé, indicando assim, que uma locomotiva se encontra no local [1].

A presença de um harmônico de mesma freqüência do sinal emitido para sinalização, pode elevar o nível deste sinal emitido, ultrapassando os limites determinados, provocando assim falhas no sistema de sinalização.

Este trabalho tem como objetivo apresentar uma compensação ativa de um determinado harmônico de baixa freqüência, neste caso foi escolhido um sinal senoidal de 50Hz, utilizando apenas o controle do torque para a compensação, dispensando assim filtros ativos [3, 4] e filtros de redes adicionais.

O trabalho foi realizado para uma bancada de ensaio, cujo as características serão descritas posteriormente.

Este método da compensação ativa é também conhecido como anticontrole [5], por utilizar um sinal invertido em amplitude e fase ao harmônico a ser compensado. Este método será realizado teoricamente e depois analogicamente em laboratório.

II- PRINCÍPIO DA COMPENSAÇÃO

A figura 1 mostra o princípio de funcionamento da compensação ativa ou anticontrole [2] de um harmônico de 50 Hz através do controle do torque.

O sistema é alimentado por uma fonte de corrente contínua e composto de uma máquina de indução, um microcomputador e uma placa controladora para o motor. Esta bancada de ensaio representa um protótipo de uma locomotiva.

O inversor que alimenta a máquina de indução utiliza os seguintes métodos de modulação [6].

Método de Modulação	Índ.-Mod. (ag)
ISC-Indirect Self Control	0 - 0,3
DSC6-Direct Self Control-6 cantos	0,3 - 0,85
DSC18-Direct Self Control-18 cantos	0,3 - 0,85
BLR5-Chaveamento síncrono 5 chav.	0,85 - 0,90
BLR3-Chaveamento síncrono 3 chav.	0,90 - 1,66
GFT-Chaveamento para Freqüência fundamental	> 1,66

O ISC – (Indirect Self Control) [7] é utilizado para baixas freqüências de estator. Este método é baseado no método PWM com uma freqüência de chaveamento em torno de 250 Hz.

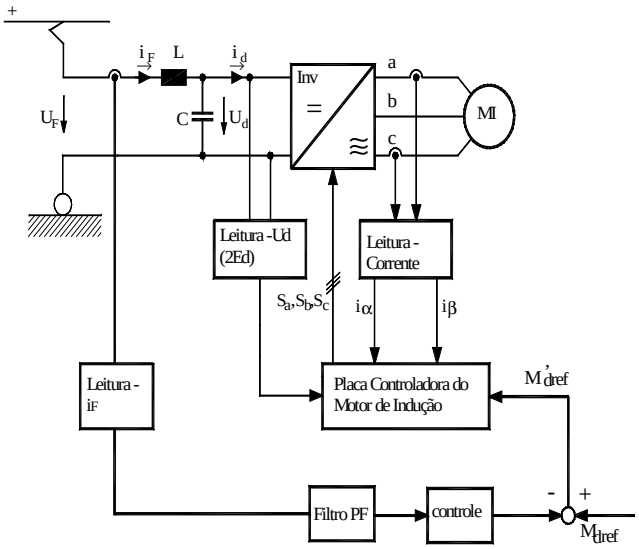

Fig. 1. Estrutura da compensação de harmônicos de baixa freqüência através do controle do torque.

O DSC6 (Direct Self Control) [7] é um controle direto do torque. O fluxo da máquina é conduzido em uma figura hexagonal, por isso DSC6. Isto é possível com os seis vetores espaciais de tensão da saída do inversor. O ideal seria que a trajetória do fluxo da máquina fosse uma circunferência, pois esta configuração não gera harmônicos de baixas freqüências no torque. Uma forma de aproximar a figura hexagonal do fluxo do estator à uma circunferência, é cortar os seis cantos [8], transformando a figura hexagonal em uma figura com 18 cantos (DSC18).

Para índices de modulação mais elevado se torna inviável o uso do método DSC (Direct Self Control, tanto de 6 como de 18 cantos), pois os harmônicos de sexta ordem se tornam muito elevados no torque, uma vez que este não pode mais ser conduzido em uma banda. Neste caso utiliza-se o chaveamento quase síncrono, com cinco chaveamento (BLR5) [9]. Quando o índice de modulação é mais elevado, torna-se viável a utilização do chaveamento quase síncrono com 3 chaveamento (BLR3) [9]. Quase síncrono, pois estes chaveamentos não são controlados através do tempo de chaveamento e sim através da comparação de dois fluxos de referências do estator assim como o DSC. Para a freqüência fundamental utiliza-se o chaveamento síncrono GFT [9]. Este método utiliza apenas os seis vetores de tensões da saída do inversor de dois níveis para o chaveamento.

Na figura 1 os componentes LC se comportam como um filtro passa baixa na entrada do sistema. O polo positivo da tensão contínua, que alimenta o inversor, é conectado à indutância L, e um medidor de corrente por efeito Hall para leitura da corrente. O polo negativo da fonte de corrente contínua é conectado com o trilho.

Para medição da tensão contínua U_d, entre os terminais de entrada do inversor, utiliza-se um medidor de tensão por efeito Hall. A tensão contínua entre o polo positivo e o trilho é especificada por U_f.

Com a ajuda de um medidor de corrente direcional, também por efeito Hall, é possível fazer a leitura de i_f. A corrente contínua no elo foi denominada i_d.

Na saída do inversor estão conectados medidores de correntes (efeito Hall), para as medições das correntes i_a e i_c. Estes são conectados diretamente à placa controladora do motor. Esta faz também o controle do inversor e é considerada a parte central do controle. A placa controladora recebe os valores da corrente do motor i_a e i_c, a tensão contínua U_d, assim como o torque modulado M'_{dref}.

Para compensação do harmônico, neste caso o sinal de senoidal de 50 Hz, a corrente i_f é conduzida para um filtro passa faixa e a freqüência a ser compensada é selecionada.

A saída do filtro passa faixa é conduzida ao ponto de soma de um controle com fase e amplitude invertida ao sinal a ser compensado. O torque M'_{dref} é modulado através do ponto de soma do controle. A saída do controle é conduzida à placa controladora ao motor.

III- MODELO TEÓRICO DA COMPENSAÇÃO

Para a construção de um controle estável é necessário conhecer a função transferência de cada trecho de todo sistema de controle.

A figura 2 apresenta o diagrama de bloco do circuito de controle referente a figura 1. Em seguida será descrito cada um dos bocos com sua respectiva função tranferência. O sinal harmônico a ser compensado neste caso, é um sinal senoidal com uma freqüência de 50Hz.

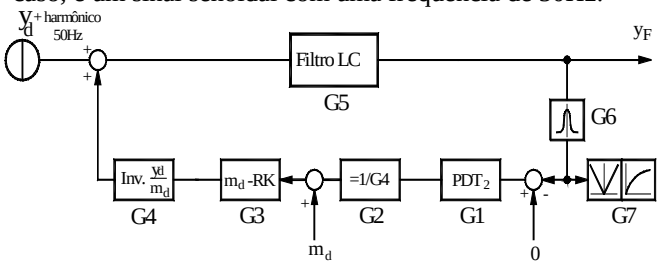

Fig. 2. Diagrama de Bloco do sistema de controle

Como a compensação foi realizada para um sistema já existente, para a identificação da função transferência do controle do torque, foi necessário fazer medições do diagrama de Bode para cada método de modulação da bancada de ensaio. Isto foi possível utilizando um servo analisador. Este equipamento foi implementado como um gerador de freqüência. O sinal senoidal, gerado pelo servo analisador, foi utilizado como torque de entrada. A amplitude da senóide foi ajustada em 10% do torque (M_{dref}) nominal.

O resultado da medição está apresentada na figura 3.

As medições mostram, que a função transferência para os métodos de modulação ISC, DSC, BLR5 e BLR3, se aproximam de um sistema linear de segunda ordem, acrescido de um tempo morto.

Observa-se na figura 3, que cada método de modulação possui uma freqüência de corte diferente.

A função transferência do controle do torque m_d/m_{dref} (G_3) pode ser assim descrita:

$$G_3 = k_3 \frac{m_d}{m_{d\,ref}} = k_3 \frac{1}{1 + j \cdot 2 \cdot D_3 \frac{\omega}{\omega_3} - \left(\frac{\omega}{\omega_3}\right)^2} \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot T_t} \qquad (1)$$

Sendo, m_d o torque real.

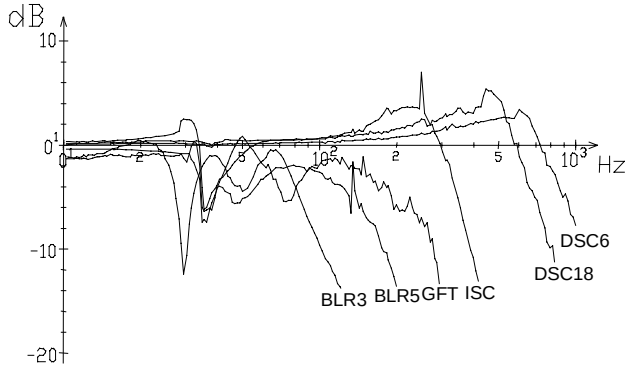

Fig. 3. Medições do Diagrama de Bode para os métodos de Modulação ISC, DSC, BLR5 e BLR3

A tabela abaixo mostra para cada método de modulação, a freqüência de corte f_3, a atenuação D_3, assim como o tempo morto T_t.

	ag	f3 (Hz)	D3	Tt (ms)
ISC	0,15	265	0,365	1,4
DSC6	0,5	618	0,362	-
DSC18	0,5	458	0,285	-
BLR5	0,85	137	0,85	0,46
BLR3	0,97	58	0,63	0,81
GFT	1,44	185	0,780	0,285

A função transferência $\frac{y_d}{m_d}$ é descrita pela seguinte função linear:

$$G_4 = \frac{y_d}{m_d} = \frac{1}{k_{ud}} \cdot \frac{3}{2\pi} \cdot a_g = K_4 \cdot a_g \qquad (2)$$

Neste caso há uma dependência proporcional do índice de modulação com relação a freqüência do estator. E por esta razão, para compensar esta influência no controle, será utilizado a seguinte expressão:

$$G_2 = \frac{1}{a_g} \qquad (3)$$

A função transferência y_f/y_d é descrita através equação do filtro passa-baixa de entrada L-C, que considera em série uma resistência R_f, representando a resistência dos cabos e da indutância.

$$G_5 = \frac{y_F}{y_d} = \frac{1}{1 + j \cdot 2 \cdot D_5 \cdot \frac{\omega}{\omega_5} - \left(\frac{\omega}{\omega_5}\right)^2} \qquad (4)$$

sendo:

$$D_5 = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_F \cdot C}{\sqrt{L \cdot C}} \text{ e } \omega_5 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \qquad (5)$$

Na prática, a freqüência de corte para trechos próximos, está entre 20 e 40 Hz. Neste trabalho será utilizado 25Hz $f_{harm(50\,Hz)}/2$.

Para realização da compensação do harmônico é necessário um filtro passa faixa, para selecionar a freqüência desejada, no caso 50 Hz. R_{myF} é a resistência interna do medidor de corrente. O filtro passa faixa é de 2ª ordem com uma freqüência de ressonância de 50Hz e uma banda de passagem de 2Hz. A função de transferência do filtro passa faixa é:

$$G_6 = R_{myF} \cdot \frac{j \cdot \omega \cdot \tau_a}{1 + j \cdot \omega \cdot \tau_a - \left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2} \qquad (6)$$

O controle G_7, é um dispositivo para monitorar a amplitude do sinal de 50Hz, se o nível deste sinal ultrapassar o limite pré-fixado o sinal tem que ser compensado, e o anticontrole atua.

O filtro passa faixa e o filtro de entrada da rede, que apresentam uma freqüência de corte baixa, causam uma forte queda da fase na faixa de compensação do sinal de 50Hz. O sistema linear de 2ª ordem, que representa o controle do torque também com uma baixa freqüência de corte, mais o tempo morto, aumenta ainda mais a queda da fase.

A figura 4 mostra um exemplo desta queda considerando o método DSC6 e controle de malha aberta.

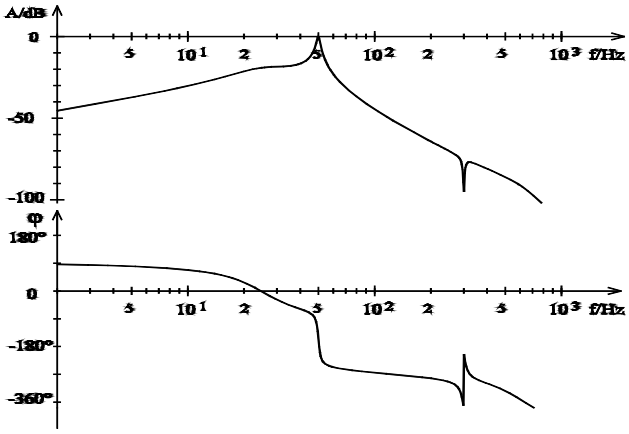

Fig. 4. Diagrama de Bode para DSC6-Controle com malha aberta e utilização de um controle P (V=85)

É fácil observar na figura 4, que a fase na faixa de 50Hz apresenta uma queda de -270°.

Para assegurar a estabilidade do sistema é necessário escolher um controle, que faça um levantamento de fase na região de compensação ou seja perto da frequência de 50Hz. Um controle que faz o levantamento da fase é a associação de um controle PD com um filtro passa baixa de 2ª ordem.

A função transferência deste controle é dada por:

$$G_1 = \frac{1 + j \cdot 2 \cdot D_1 \frac{\omega}{\omega_{Di}} - \left(\frac{\omega}{\omega_{Di}}\right)^2}{1 + j \cdot 2 \cdot D_1 \frac{\omega}{\omega_I} - \left(\frac{\omega}{\omega_I}\right)^2} \cdot V \qquad (7)$$

$$\omega_I > \omega_{Di}$$

O amortecimento D_1=1, $\omega_I = 2\pi 8$Hz e $\omega_{DI} = 2\pi 320$Hz. A função para fase pode ser descrita na equação abaixo.

$$\varphi(\omega) = 2 \cdot \left(\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_{Di}}\right) - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_I}\right)\right) \quad (8)$$

Considerando a condição dφ/dω= 0 para o levantamento máximo da fase:

$$\omega = \sqrt{\omega_{Di} \cdot \omega_I} \quad (9)$$

Com os valores da equação (2), (3) e (4) o levantamento máximo de fase é de 144°, para uma freqüência de 50 Hz.
A função transferência do sinal com freqüência de 50Hz (y_F/y_{d50Hz}) para o controle de malha aberta é: $G_{Z0} = G_5$

Para um controle de malha fechada é de:

$$G_Z = \frac{G_5}{1+Go} \quad (10)$$

Considerando o controle de malha fechada G_0 temos que:

$$G_0 = G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot G_4 \cdot G_5 \cdot G_6 \quad (11)$$

A função transferência para a máxima compensação é dado pela relação da função transferência com malha fechada pela malha aberta:

$$ZU = \frac{1}{1+Go} \quad (12)$$

A compensação depende da amplificação V do controle. Quanto maior a amplificação tanto maior será a compensação. Por outro lado, a estabilidade do sistema tem que ser preservada. Sabe-se que, quanto maior a amplificação, mais crítica se torna a estabilidade do sistema. Em função disso, resta verificar, qual é a máxima amplitude para cada método utilizado (ISC, DSC6, DSC18, BLR5, BLR3 e GFT), para um sistema ainda estável [10].

A figura 5 mostra, por exemplo, o método DSC6 Direct Self Control com o controle de malha aberta e amplificação máxima de V = 47,5 dB.

Para mostrar a eficiência desta compensação (anticontrole) a figura mostra a relação da corrente harmônica (50Hz) y_F/y_{d50Hz} para o controle com malha aberta e controle com malha fechada.

A compensação do harmônico de 50 Hz é a diferença do módulo da amplitude do circuito com malha aberta e malha fechada.

Para 50 Hz tem se uma compensação de -33 dB. Sabe-se que a fase reserva, onde o módulo da função (Diagrama de Bode) é 0 dB, é mais crítica.
A distância da fase para + 180° tem que ser no mínimo de 35°, enquanto a segunda vez que o módulo é zero este valor chega a 53° para o DSC6.

A figura 6 mostra o gráfico da compensação para o método DSC6, o valor máximo permitido de amplificação para cada método de modulação (ISC, DSC6, DSC18; BLR5, BLR3).
A impedância de entrada do sistema considerando o filtro de entrada para o sistema com controle de malha aberta é:

$$Z_{Ea} = R_F + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (13)$$

onde R_F é a resistência dos fios.

Considerando o sistema de controle com a malha fechada a impedância para o anticontrole é:

$$Z_E = R_F + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \cdot \left(1 + G_1 \cdot G_2 \cdot G_3 \cdot G_4 \cdot G_6\right) \quad (14)$$

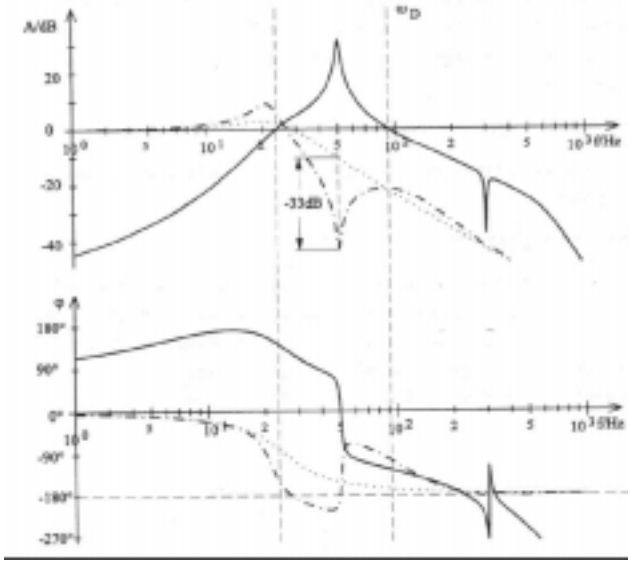

Fig. 5. Diagrama de Bode para DSC6
Sendo:_____ controle de malha aberta
..... sem o anticontrole
-.-.-.-.-. com o anticontrole

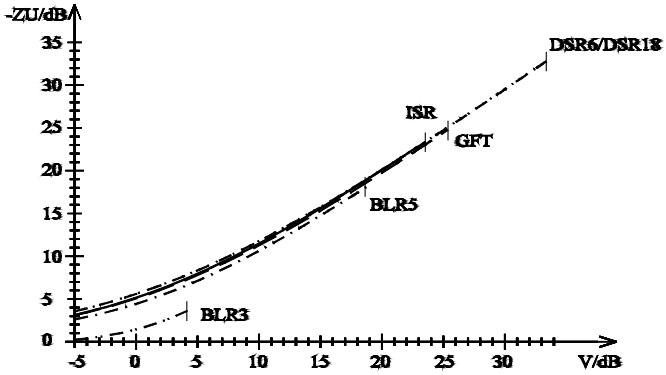

Fig. 6. Compensação máxima do harmônico (de 50 Hz) em função da amplificação

IV REALIÇÃO EM LABORATÓRIO

Com base nos desenvolvimentos teóricos apresentado utilizou-se um sinal senoidal de 50Hz. A indutância de entrada da bancada de ensaio (de 15 kW) foi de 4,3 mH, com os capacitores do elo de corrente contínua resultou uma freqüência de corte de f_5 = 25,5 Hz.

A tensão contínua possui uma modulação de 300Hz, proveniente do retificador. O filtro passa faixa com Q = 25 não foi suficiente para eliminar o sinal de 300 Hz. Por isso, fez-se necessário a utilização de um filtro rejeita faixa para eliminar este sinal indesejável. Este filtro por possuir uma alta freqüência de ressonância não oferece nenhuma influência no anticontrole.

Para o projeto do filtro passa faixa utilizou-se um filtro universal da Burr-Brown UAF42 [11]. Este CI necessita apenas de algumas resistências para definir o tipo de filtro, a freqüência de ressonância assim como o Q.

A figura 7 mostra o circuito elevador de fase (Proporcional diferencial com filtro passa baixa) com atenuação $D_1 = 1$.

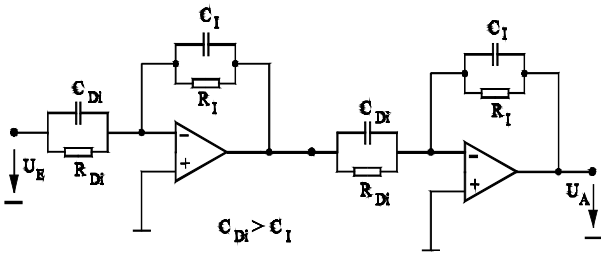

Fig. 7. Circuito elevador de fase de 2º ordem.

Para este circuito a amplificação P é fixada em :

$$V = \left(\frac{R_I}{R_{Di}} \right)^2 \qquad (15)$$

Por isso foi necessário introduzir uma variável P-Amplificação.

V - RESULTADOS E DISCUSSÕES

O torque nominal da máquina de indução utilizada na bancada de ensaio, 517,3 Nm, foi representado por uma tensão contínua 5V; portanto K_3 da equação (1) é dada por:

$$K_3 = \frac{517{,}3Nm}{5V} = 103{,}46\frac{Nm}{V}$$ e o fator K_4 (eq.2)

$$K_4 = 0{,}15\frac{A}{Nm}$$

O filtro de rede LC (eq. 4) tem o valor $D_5 = 0{,}4$, $f_5 = 25{,}2$ Hz O filtro passa faixa de 2ª ordem (eq. 5) terá uma freqüência de ressonância $f_c = 50$Hz e uma banda de passagem de BP= 2 Hz.

O fator de qualidade Q para o filtro passa faixa é dado por:

$$Q = \frac{f_6}{BP} = 25$$

$$\omega_a = 2\pi \cdot 50Hz$$ e terá $$\tau_a = \frac{1}{Q \cdot \omega_a} = 127{,}3\mu s$$

$$R_{myf} = \frac{1V}{100A}$$

Para o controle (levantador de fase) de 2ª ordem as freqüências de cortes serão assim escolhidas:

$$\omega_{Di} = \frac{1}{C_{Di} \cdot R_{Di}} = 8Hz\,,\ \omega_I = \frac{1}{C_I \cdot R_I} = 320Hz$$

Para comprovar a eficiência da compensação ativa ou anticontrole, foi necessário gerar o harmônico de 50Hz e com este sinal foi possível medir para cada métodos ISC, DSC6, DSC18, BLR5, BLR3 a máxima amplificação sem perder a estabilidade do sistema.

O torque utilizado para as medições foi de 20% do torque nominal.

As medições foram realizadas para os seguintes métodos com o correspondente índice de modulação:

ISC $a_g = 0{,}125$, DSC6 $a_g = 0{,}5$, DSC18 $a_g = 0{,}5$
BLR5 $a_g = 0{,}87$, BLR3 $a_g = 0{,}98$, GFT $a_g = 1{,}4$

A compensação do sinal de 50Hz é dada por:

$$ZU = \frac{50Hz - \text{parte do } y_F \text{ com o anticontrole}}{50Hz - \text{parte do } y_F \text{ sem o anticontrole}}$$

A máxima amplicação teórica do controle de cada método de controle segundo a figura 6 é:

ISC $V \leq 14$ DSC18 $V \leq 47{,}5$ BLR3 $V \leq 1{,}7$
DSC6 $V \leq 47{,}5$ BLR5 $V \leq 8{,}6$ GFT $V \leq 18{,}5$

O sinal de 50Hz produzido para as medições tem um valor de 650mA, o que significa 8% da corrente nominal de entrada.

A figura 8 mostra o resultado das medições, a compensação do sinal senoidal de 50Hz injetado no elo de corrente contínua (ZU) para os diferentes métodos de modulação.

Quando se compara as medições com os cálculos da figura 6, verifica-se que o resultado é praticamente o mesmo. Observa-se nas medições, que para altos valores de amplificação há uma relação linear entre a compensação e a amplificação.

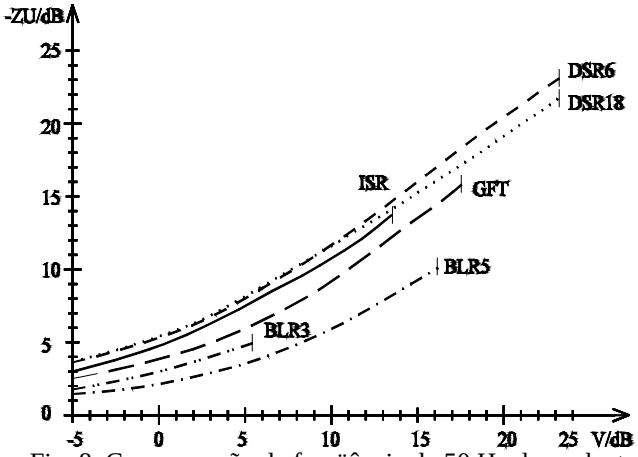

Fig. 8. Compensação da freqüência de 50 Hz dependente da amplificação V.

O método DSC (DSC6 e DSC18), devido a sua rápida resposta dinâmica, foi o método que apresentou o melhor resultado, ou seja, que apresentou uma maior compensação, em torno de 23 dB.

Para freqüência fundamental (GFT), o valor máximo para amplificação é de 18 dB com uma compensação de ZU=-16,2dB, embora teoricamente tenha sido de -18,2dB. Neste caso a amplificação não pode ser aumentada para preservar a estabilidade do sistema.

A amplificação para o ISC foi de 13,5 dB e o valor máximo de compensação medido foi de -13,7 dB.

Para o BLR3 com um valor de amplificação de V=5,4 dB foi medido uma compensação de ZU = -4,9 dB. O resultado obtido da compensação, através das medições, para o método BLR5 teve o pior desempenho com relação aos cálculos. Com uma amplificação V=16dB teve uma compensação de ZU=-10dB, enquanto teoricamente seria possível um resultado de -15,5 dB. Como para o DSC6 foi aplicado a máxima amplificação, consequentemente este

teve a máxima compensação do espectro de freqüência da corrente i_F. A fig.9 mostra estas medições (Peak/Hold).

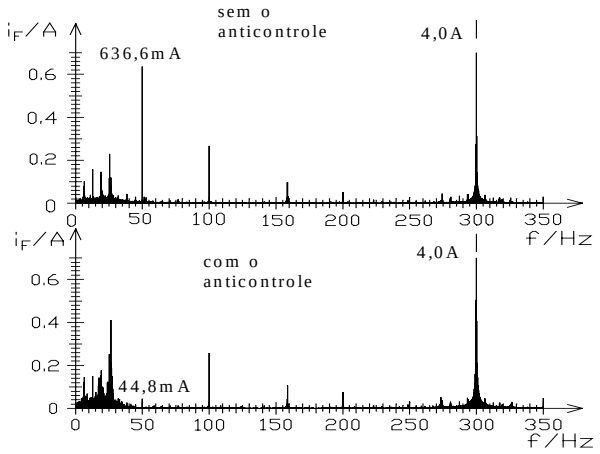

Fig. 9. Espectro da corrente i_F para o método de modulação DSC6 sem e com o anticontrole, a_g = 0,52, V = 23,5 dB, ZU = 23,1 dB (compensação)

Como era de se esperar quando se observa a fig.5, ocorre uma amplificação em torno de 27 Hz. Esta amplificação esta claro na medição acima.

Através da compensação dos espectros com e sem o anticontrole é fácil de se obervar, que por volta de 40 Hz a amplificação é ainda maior.

A figura 10 mostra finalmente o sinal de saída da monitoração de G_7 para o sinal de 50 Hz a ser compensado através do anticontrole.

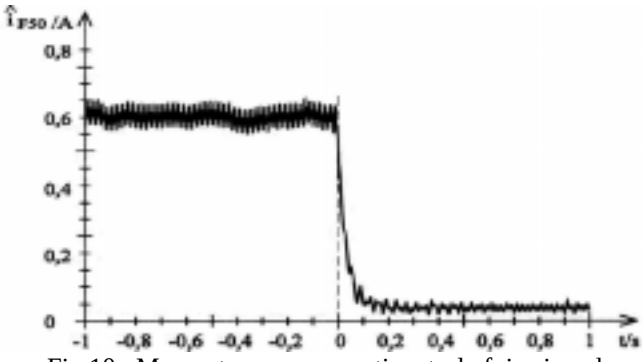

Fig.10. Momento em que o anticontrole foi acionado (DSC6, a_g = 0,5; T_g = 30 ms, compensação de 23 dB)

É possível observar,.que o nível do sinal com freqüência de 50Hz foi compensado em 23 dB, quando o anticontrole foi acionado (t= 0).

VI – CONCLUSÕES

O método DSC6 (Direct Self Control com seis cantos) e DSC18 (Direct Self Control com dezoito cantos) apresentaram uma melhor compensação, pois o método DSC possui uma dinâmica mais rápida que os outros métodos aqui utilizados [9].

O máximo valor teórico às vezes não pôde ser na prática alcançado devido a modulação de 300 Hz, oriundo do retificador, que no caso, se tornaria muito elevado com a amplificação.

O resultado prático mostra a eficiência do anticontrole, na compensação de um sinal de baixa freqüência, principalmente para o DSC, dispensando a utilização de filtros de linha ativos ou passivos, totalmente viável para sistemas de sinalização de locomotivas, reduzindo assim, o peso e custos. Este método é de fácil realização para sistemas que possuem uma resposta dinâmica rápida.

VII – LITERATURA

[1] A.. Steimel, “Netzbelastung durch Wechselstrom Triebfahrzeuge mit leistungselektronischer Steuerung” etz. Archiv. Bd. 12 (1990), S. 69-79

[2] W. Runger, “Niederfequente Netzrueckwirkungen von Bahnfahrzeugen mit Drehstrom-antriebstechnik, Elektrische Bahnen”, 77(1992); H10, S 319-327

[3] J. Van der Weem, “Schmalbandige aktive Filter fuer Schienentriebfahrzeuge am Gleichspannungsfahrdraht.”, Dissertação na RWTH Aachen, 1987

[4] V. Cascone, M. Galasso, L. Mantica , M. Oberti, “Design of active Filters for dynamic Damping of Harmonic Currents Generated by Asynchronous Drives in Modern High Power Locomotives.” Power Electronic Specialist Conference (PESC), Toledo (Espanha), 1992, S. 404-410.

[5] G. Steuerwald, “Einrichtung zur Regelung einer ueber einen Wechselrichter gespeisten Drehfeldmaschine”, Deutsches Patent DE 3638945 A1, 1988

[6] Vera L. D. S Franco “Zwischenkreisstromoberschwingungen und ihre Unterdrueckung bei Hochleistungs-Traktionswechselrichter”, Tese de Doutorado, Ruhr-Uni Bochum, pp 13-32, julho de 1996

[7] M. Depenbrock, “Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine, IEEE Trans. On Power Electronics”, Vol.3 (1988) n. 4, pp 420-429.

[8] M. Walczyna, J. R. Hill, “Novel PWM Strategy for Direct Self Control of Inverter-Fed Induction Motors, in Proc. IEEE Symposium on Industrial Electronics”, Budapest 1993.

[9] M. Depenbrock, A. Steimel, “High Power Traction Drivers and conveters. Electrical Drives” Symposium 90, Capri I1-9.

[10] H. Unbehauen, “Regelungstechnik I”, Verlag Fried. Vieweg &Sohn, Braunschweig/Wiesbaden, 1992.

[11] Burr-Brown Corporation, “Integrate circuits”, Data Book, Printed in U.S.A, 1995.

Agradecimento:

Os autores agradecem o apoio financeiro da CAPES, pela realização deste trabalho, na Ruhr Universität Bochum-Alemanha.