



Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas e Controle de Energia

Estimação do fluxo de entreferro em máquinas de indução sob saturação magnética através da terceira harmônica de tensão e corrente

Autor: Eudemario Souza de Santana

Orientador: Prof. Dr. Edson Bim

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Edson Bim - Orientador FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Paulo Fernando Seixas DELT/UFMG

Prof. Dr. Anésio dos Santos Jr. FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Carlos Rodrigues de Souza FEEC/UNICAMP

*Dissertação apresentada à Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação da
UNICAMP como parte dos requisitos exigidos
para a obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica.*

Campinas, 13 de Novembro de 2002.

Resumo e Abstract

Resumo

Este trabalho objetiva o estudo da estimação do fluxo de entreferro a partir da sua terceira harmônica, devido à saturação magnética dos dentes do motor de indução. Para os enrolamentos do estator conectados em Y, estima-se a terceira harmônica do fluxo de entreferro através da medição das respectivas tensões induzidas nas fases. A soma das tensões terminais de fase do estator resulta na obtenção direta da terceira harmônica de tensão. A partir do teste a vazio convencional é estabelecida a relação não-linear entre o componente fundamental e o de terceira harmônica do fluxo. Como não há a circulação de correntes de terceira harmônica, o método é insensível aos parâmetros elétricos da máquina. Se os enrolamentos do estator são conectados em Δ , as tensões de terceira harmônica induzidas nas fases fazem com que circulem correntes de terceira harmônica. Através do mesmo teste a vazio convencional realizado para as conexões de estator em Y, encontra-se a relação não-linear entre a terceira harmônica de corrente e o componente fundamental do fluxo. Diferentemente da conexão Y, há a necessidade de compensar a queda de tensão sobre a resistência de estator causada pela circulação da terceira harmônica de corrente, com o intuito de tornar a relação entre a corrente de terceira harmônica e o componente fundamental do fluxo independente da frequência de acionamento. Testes experimentais realizados validam o método.

Abstract

This work aims to study air gap flux estimation from its third harmonic, due to magnetic saturation of induction motor teeth. In order to stator windings connected in Y, is made the estimation of third harmonic air gap flux through measurement of inducer voltages in phases. The sum of stator phase terminals voltages results in direct obtation of voltage third harmonic. From conventional no-load test is established the non-linear relation between the fundamental component and third harmonic flux. Recalling that there are not third harmonic current circulation, this method is insensitive to machine electric parameter. If stator windings are connected in Δ , the third harmonic voltages induced in phases generate circulation of third harmonic currents. The same no-load test accomplished for Y connection permit to find the non-linear relation between third harmonic current and fundamental component of flux. Differently of Y connection, It is necessary to make up for voltage drop into stator resistance caused for circulation of third harmonic currents with the purpose of making the relation between the third harmonic current and fundamental component of flux independent of electric frequency. Experimental tests validate the method.

“Quando nada parece ajudar, eu vou e olho o cortador de pedras martelando uma rocha talvez cem vezes, sem que nem uma rachadura apareça. No entanto, na centésima primeira martelada, a pedra se abre em duas, e eu sei que não foi aquela que conseguiu, mas todas as que vieram antes”.

“Jacob August Riis, 1849-1914”

Jornalista dinamarques

Agradecimentos

À minha mãe, Nilza Souza de Santana, e ao meu pai, Edmundo de Santana.

Ao Prof. Edson Bim pela orientação, paciência e, principalmente, pela tempo dispensado .

Ao meu ex-orientador de iniciação científica, Prof. Amin Bassrei (CPGG-UFBa), por ter me motivado a fazer mestrado e seguir a carreira acadêmica.

À Kleber Freire, professor da UFBa, que despertou em mim o interesse na área de acionamentos elétricos.

À CAPES e à UNICAMP, pela bolsa e pela estrutura técnica, respectivamente.

Aos meus amigos Arismar Sodré, Manoel Henrique, Angelo Loula, Gustavo Peres e Téogenes Brito pelo companheirismo e amizade.

Ao Amigo Irênio Jr. pela companheirismo durante o longo convívio como colega de graduação, pós-graduação e como amigo nas horas mais difíceis.

Ao colega de laboratório Fernando Borin pela ajuda e sugestões dadas. Agradeço também aos colegas Torrico Altura, Leonardo Araújo e ao Prof. José Mario pela paciência em me ajudar em relação a dúvidas técnicas e a Clarence pelo auxílio durante as medidas no laboratório.

Agradeço em especial ao colega Milton Filho pela ajuda e paciência em relação às dúvidas técnicas.

Sumário

Resumo e Abstract	i
Agradecimentos	iii
Lista de Figuras	vi
Lista de Símbolos	ix
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Apresentação	1
1.2 Organização do texto	2
Capítulo 2 Estimação do fluxo baseado nas harmônicas da saturação magnética	4
2.1 Introdução	4
2.2 A importância do conhecimento do fluxo nas máquinas de indução	5
2.2.1 Estimação do fluxo no controle vetorial por orientação	5
2.2.2 Uso do fluxo em técnicas de controle escalar	8
2.3 Obtenção do fluxo de entreferro a partir da observação da terceira harmônica de tensão em motores de indução com enrolamentos de estator conectados em Y	10
2.4 Obtenção do fluxo de entreferro a partir da observação da terceira harmônica de corrente em motores de indução com enrolamentos de estator conectados em Δ	15
2.5 Condições de projeto para existência da terceira harmônica de tensão nos enrolamentos de estator	18
2.6 Revisão bibliográfica	20
Capítulo 3 Resultados experimentais para as conexões de estator em Y	25

3.1	Introdu�o	25
3.2	Testes experimentais	25
3.2.1	Detec�o da terceira harmônica de tensão	25
3.2.2	Curva $\psi_{m3} - \psi_{m1}$ e varia�o da indutância de magnetiza�o com a satura�o magnética	28
3.2.3	Influência da carga sobre a terceira harmônica de tensão	30
3.2.4	Terceira harmônica de tensão com a máquina na condi�o de rotor bloqueado	31
3.3	Opera�o da máquina com fluxo de entreferro constante	32
3.4	Restri�es ao uso do método	34
3.5	Conclusões do capítulo	35
Capítulo 4	Resultados experimentais para as conexões de estator em Δ	37
4.1	Introdu�o	37
4.2	Testes experimentais	37
4.2.1	Detec�o da terceira harmônica de corrente	37
4.2.2	Curva $i_{s3} - \psi_{m1}$ e a varia�o da indutância de magnetiza�o com a corrente de terceira harmônica	39
4.2.3	Influência da carga sobre a terceira harmônica de corrente	41
4.2.4	Terceira harmônica de corrente com a máquina na condi�o de rotor bloqueado	42
4.3	Opera�o com fluxo de entreferro constante	42
4.4	Restri�es ao uso do método	45
4.5	Conclusões do capítulo	46
Capítulo 5	Conclusões finais e Sugestões para trabalhos futuros	48
5.1	Conclusões	48
5.2	Sugestões para trabalhos futuros	49
Apêndice A	Dados do motor de indu�o	51
Apêndice B	Filtragem	52
Referências Bibliográficas		55

Lista de Figuras

2.1	Orientação sobre o fluxo de rotor da máquina de indução. ω_{ψ_r} denota a velocidade do fluxo de rotor.	5
2.2	Circuito equivalente de uma fase do motor de indução.	9
2.3	Curvas e diagramas para compensação da queda de tensão sobre a resistência do estator R_s no controle V/f com função $V_s = f(\omega_s)$ pré-determinada. S_a , S_b e S_c representam os estados ligado e desligado das chaves semicondutoras do inversor.	10
2.4	Diagramas de técnicas de compensação da queda de tensão sobre a resistência do estator R_s para o controle V/f	11
2.5	Caminho do fluxo magnético nos dentes e núcleos da máquina de indução.	12
2.6	Característica típica da relação $\psi_{m3} - \psi_{m1}$	15
2.7	Deteção da posição do componente fundamental do fluxo de entreferro via terceira harmônica de tensão.	16
2.8	Correntes de terceira harmônica de seqüência zero circulando dos enrolamentos em Δ	16
2.9	Circulação de corrente de seqüência zero nos enrolamentos de estator em Δ	17
2.10	Característica típica da relação $i_{s3} - \psi_{m1}$	19
2.11	Fluxo concatenado pelas bobinas do estator.	19
3.1	Arranjos para deteção da terceira harmônica de tensão.	26
3.2	Tensão de fase da máquina de indução (Ch2) e a terceira harmônica de tensão (Ch4 , 5,48856 Volts _{rms} /div.) obtida da soma das três tensões de fase da máquina.	27
3.3	Bancada utilizada no laboratório para medidas com a máquina de indução conectada em Y.	28

3.4	Relação entre a terceira harmônica do fluxo ψ_{m3} e seu componente fundamental ψ_{m1}	29
3.5	Variação da indutância de magnetização com a tensão terminal e com a terceira harmônica do fluxo. Testes feitos na frequência de 60Hz.	30
3.6	Efeito do aumento de carga na magnitude da terceira harmônica de tensão. .	31
3.7	Forma de onda da tensão de alimentação e da terceira harmônica de tensão (Ch3 , 5,48856 Volts _{rms} /div.) com a máquina com rotor bloqueado. Teste efetuado com frequência de 30 Hz.	32
3.8	Comportamento linear da terceira harmônica de tensão com a frequência de acionamento para fluxo constante, em seu valor nominal (1 p.u.) e metade do seu valor nominal (0,5 p.u.).	33
3.9	Sistema para controle da magnitude do componente fundamental do fluxo de entreferro.	35
3.10	Componente fundamental da tensão (Ch2) e terceira harmônica de tensão (Ch4 , 1,0977 Volts _{rms} /div.)	36
4.1	Medição da soma das correntes com sensor de efeito Hall. $v_{i_{s3}}$ é o sinal de tensão de saída proporcional a terceira harmônica de corrente.	38
4.2	Tensão de fase da máquina de indução (Ch2) e a terceira harmônica de corrente (Ch3 , 0,96552A _{rms} /div.) obtida da soma das três tensões de fase da máquina.	38
4.3	Circuito representativo da circulação de corrente de terceira harmônica nas fases do estator conectados em Δ desprezando a indutância de magnetização de terceira harmônica L_{m3}	39
4.4	Relação não-linear entre a corrente de terceira harmônica e o componente fundamental do fluxo de entreferro.	40
4.5	Relação entre a terceira harmônica de corrente i_{s3} e a indutância de magnetização L_m	41
4.6	Efeito do aumento de carga na magnitude da terceira harmônica de corrente.	43

4.7	Forma de onda da tensão de alimentação e da terceira harmônica de corrente com a máquina com rotor bloqueado. Teste efetuado com frequência de 30 Hz, Ch3 - $0,96552A_{\text{rms}}/\text{div.}$)	44
4.8	Corrente de terceira harmônica <i>versus</i> frequência de acionamento para o motor operando com fluxo nominal (' Δ .' sem compensação e 'o-.' com a compensação) e metade do seu valor nominal (' $\nabla -$.' sem compensação e '+.' com a compensação).	45
4.9	Sistema para controle da magnitude do componente fundamental do fluxo de entreferro.	46
B.1	Filtros passa-baixa de 4 ^a ordem.	52
B.2	Filtro ativo de 2 ^a	53
B.3	Terceira harmônica filtrada.	54

Lista de símbolos

ω_s	Velocidade síncrona
ψ_m	Fluxo que atravessa o entreferro
ψ_s	Fluxo de estator
ψ_{m1}	Componente fundamental do fluxo de entreferro
ψ_{m3}	Componente de terceira harmônica do fluxo de entreferro
E_m	Valor eficaz da tensão induzida de entreferro
E_s	Valor eficaz da tensão induzida nas bobinas de estator
E_{m1}	Componente fundamental da tensão induzida no entreferro
E_{m3}	Componente de terceira harmônica da tensão induzida no entreferro
I_m	Valor eficaz da corrente de magnetização
I_r	Valor eficaz da corrente de rotor
I_s	Valor eficaz da corrente de estator
i_{s3}	Terceira harmônica de corrente resultante da soma das tensões de fase em máquinas com enrolamentos de estator conectados em Δ
R_r	Resistência de rotor
R_s	Resistência de estator
V_s	Valor eficaz da tensão terminal de estator
v_{s3}	Terceira harmônica de tensão resultante da soma das tensões de fase em máquinas com enrolamentos de estator conectados em Y
X_m, L_m	Reatância e indutância de magnetização
X_r, L_r	Reatância e indutância de rotor
X_s, L_s	Reatância e indutância própria de estator
X_{lr}, L_{lr}	Reatância e indutância de dispersão de rotor
X_{ls}, L_{ls}	Reatância e indutância de dispersão de estator

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 Apresentação

Para um bom desempenho dos sistemas de controle da máquina de indução, seja com a orientação de campo (Blaschke, 1972), com o controle direto de torque e fluxo (Takahashi e Noguchi, 1986) ou com o escalar, o conhecimento da variável fluxo é fundamental.

Apesar da existência de bobinas exploratórias e sensores de efeito Hall que, quando colocados no entreferro da máquina, permitem a medição do fluxo de entreferro, os pesquisadores tem se dedicado a pesquisar diversos métodos de estimação sem o uso de sensores, pois isso torna os sistemas mais robustos e baratos. Além disso, o uso desses sensores tem outros inconvenientes que são: para permitir a sua colocação no entreferro, os motores saem dos padrões de fabricação, exigindo soluções orientadas para cada caso de aplicação, o que altera a linha de montagem e que por conseqüência aumenta os custos; a impossibilidade física de colocação de sensores em algumas máquinas já em operação e, no caso de sensores de efeito Hall, existe a limitação do seu uso em motores que estejam alocados em locais em que a temperatura ultrapasse 75° , já que seu funcionamento é sensível à temperatura (Vas, 1998, pág. 7).

Nos motores em que os enrolamentos de estator estão conectados em Y, o monitoramento da terceira harmônica de tensão induzida nas bobinas do estator, devido ao componente de

terceira harmônica do fluxo provocado pela saturação magnética dos dentes do estator e do rotor da máquina de indução, permite a estimação direta do componente fundamental do fluxo de entreferro. Para motores cujos enrolamentos de estator estejam conectados em Δ , a estimação pode ser feita com a medição da corrente de terceira harmônica da seqüência zero que circula nas fases da conexão em Δ , devido a terceira harmônica de tensão de mesma natureza que a das máquina conectadas em Y.

Este trabalho se propõe analisar o método de estimação de fluxo de entreferro baseado na terceira harmônica de fluxo de entreferro devido à saturação magnética para máquinas de indução com os enrolamentos de estator conectados em Y ou em Δ .

1.2 Organização do texto

No capítulo 2 é descrito o uso do fluxo nos acionamentos elétricos com controle vetorial por orientação de fluxo (ênfatizando os métodos “sensorless”) e no controle escalar (ênfatizando as técnicas de compensação da queda de tensão sobre a impedância de estator para manutenção do fluxo constante). É descrito também o fenômeno da saturação magnética em dispositivos eletromagnéticos, em particular, no motor de indução trifásico. Em seguida, mostra-se como o efeito da saturação magnética pode ser utilizado nos motores, com enrolamentos de estator conectados em Y, para estimação do fluxo de entreferro. No capítulo ainda é apresentado um estudo similar ao anterior, para motores com enrolamentos de estator conectados em Δ . Neste item é mostrado como é possível estimar o fluxo de entreferro através da medição de correntes de terceira harmônica. O capítulo é finalizado com uma revisão bibliográfica do uso da saturação de terceira harmônica na obtenção do fluxo de entreferro em máquinas de corrente alternada, dando especial destaque às aplicações referentes aos motores de indução trifásicos com enrolamentos de estator conectados em Y ou em Δ .

No capítulo 3 são apresentados os resultados experimentais do estudo da terceira harmônica de tensão e sua aplicação à estimação do fluxo nas máquinas de indução trifásicas conectadas em Y. É realizada uma análise do comportamento da terceira harmônica de tensão sob diversas condições de carga, o que evidenciou a sua relação com o nível de saturação magnética da máquina.

No capítulo 4 são apresentados os resultados experimentais do estudo da terceira harmônica de corrente e sua aplicação à estimação do fluxo nas máquinas de indução trifásicas conectadas em Δ . O comportamento da terceira harmônica de corrente foi analisado de forma similar àquela feita no capítulo anterior para a terceira harmônica de tensão.

No quinto e último capítulo são apresentadas as conclusões finais. O capítulo é finalizado com sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

Estimação do fluxo baseado nas harmônicas da saturação magnética

2.1 Introdução

A evolução da microeletrônica permitiu que os microprocessadores se tornassem cada vez mais baratos e poderosos. Com a inclusão destes dispositivos no acionamento elétrico, técnicas de controle digitais complexas puderam ser implementadas de forma relativamente simples, se comparadas às dificuldades presentes antes da era dos microprocessadores. Outro fator importante no desenvolvimento dos sistemas de controle de máquinas, principalmente C.A., foi o desenvolvimento de chaves semicondutoras de potência cada vez mais rápidas, em particular o IGBT, que permitem controlar, comandadas pelos microprocessadores, a magnitude e a frequência da tensão de alimentação de motores C.A., usando técnicas de modulação PWM. Já o principal subsistema dos acionamentos, os motores elétricos, têm mudado muito pouco a sua estrutura física básica, apesar de incorporarem, com o passar dos anos, novas tecnologias que os tornaram mais resistentes, leves e eficientes.

Parte desta evolução nas máquinas elétricas rotativas deve-se ao uso de materiais ferromagnéticos de maior permeabilidade magnética, que apresentam menor relutância magnética. Isso permite que os motores operem com fluxo de entreferro maior, que um equivalente de mesmo porte fabricado há décadas atrás.

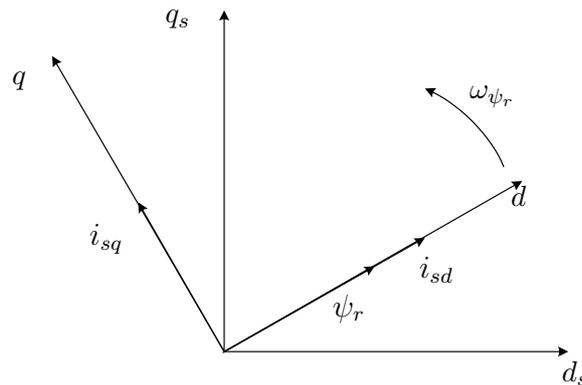


Figura 2.1: Orientação sobre o fluxo de rotor da máquina de indução. ω_{ψ_r} denota a velocidade do fluxo de rotor.

O aumento do fluxo de entreferro faz com que os motores operem com maior *torque*, embora para que isso ocorra, de forma eficiente, é necessário que o fluxo seja manipulado de forma adequada. Portanto, todas as estratégias de acionamento levam em consideração o controle desta variável. Neste capítulo é feito um relato de como o fluxo é utilizado nos acionamentos elétricos, enfatizando os métodos “sensorless” em que o fluxo é estimado sem uso de sensores no entreferro da máquina e as técnicas de compensação de tensão, de uso tradicional no controle escalar. Por fim, o método baseado na saturação magnética em motores com enrolamentos de estator conectados em Y e em Δ é apresentado.

2.2 A importância do conhecimento do fluxo nas máquinas de indução

2.2.1 Estimação do fluxo no controle vetorial por orientação

Com o surgimento da teoria de orientação de fluxo (Blaschke, 1972) a posição do fluxo passou a ser um elemento fundamental para uma boa performance dos sistemas de controle. Isso se deve ao fato de que, se um dos eixos coordenados $d - q$ for posto para girar solidário ao fluxo de rotor (Figura 2.1), a equação de *torque* do motor de indução torna-se similar à da máquina de corrente contínua, na qual os fluxos de excitação e de armadura são espacialmente perpendiculares entre si e, portanto, podem ser manipulados separadamente, dado que não há acoplamento mútuo.

No caso da máquina de corrente contínua, o *torque* eletromagnético é dado por:

$$T_e = c\psi_f i_a, \quad (2.1)$$

sendo c uma constante, i_a a corrente de armadura e ψ_f o fluxo de campo (excitao). Logo, se o fluxo de campo for mantido constante, rápidas respostas transitórias podem ser obtidas com a manipulao de i_a .

Com a orientao de fluxo em máquinas de induo, equaes similares podem ser obtidas para o *torque* eletromagnético, havendo um desacoplamento entre o fluxo de rotor e o componente de corrente de estator responsável pelo torque. Isto significa que qualquer alterao no componente em quadratura da corrente de estator não interage com o componente de eixo direto da mesma corrente; por esta razão diz-se que o controle é desacoplado. Para a orientao sobre o fluxo do rotor, o *torque* eletromagnético é dado por:

$$T_e = \kappa_1 i_{sd} i_{sq} = \kappa |\bar{\psi}_r| i_{sq} \quad (2.2)$$

sendo $\bar{\psi}_r$ o módulo do vetor espacial fluxo de rotor (que é dependente da magnitude de i_{sd}), i_{sq} representa a corrente componente de *torque* e κ_1 e κ são constantes.

A expressão (2.2) assemelha-se  equao (2.1). Desta forma, assim como nas máquinas de corrente contínua, se o fluxo é mantido constante, rápidas respostas transitórias de *torque* podem ser obtidas com a variao da corrente componente de *torque* i_{sq} . Ainda, se o fluxo é mantido em seu valor nominal em toda a faixa de operao da máquina, tem-se a melhor relao possível *torque*/corrente. É importante notar que o desacoplamento em componentes de fluxo e *torque* se d apenas quando o fluxo do rotor está perfeitamente orientado; caso contrário, a variao de um componente da corrente de estator tem efeito sobre o outro, não permitindo a manipulao independente do fluxo e do *torque*.

A maioria dos acionamentos elétricos, realizados com motores de corrente alternada e baseados na teoria de orientao de fluxo, são implementados com a orientao do fluxo do estator ou de rotor, embora a orientao sobre o fluxo de entreferro tenha sido utilizado também (Stefanovic, 1976).

Uma forma simples de se obter o fluxo do estator, sem o uso de sensores, é realizar a integrao da tensão terminal subtraída da queda de tensão sobre a resistência de estator, ou seja:

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt, \quad (2.3)$$

sendo $\bar{\psi}_s$, \bar{V}_s e \bar{i}_s os vetores espaciais do fluxo de estator, tensão terminal de estator e corrente de estator da máquina de indução, respectivamente, e R_s a resistência de estator.

Em baixas velocidades esse método de estimação tem um inconveniente: a queda de tensão sobre a resistência torna-se dominante e, assim, a resistência tem de ser determinada com precisão em tempo real, pois seu valor sofre mudanças com a temperatura e com a frequência de acionamento. O uso de um valor incorreto na equação (2.3) leva a uma estimação incorreta do fluxo.

Alternativamente, a orientação pode ser realizada pelo fluxo do rotor. Dado que o vetor espacial do fluxo de estator $\bar{\psi}_s$ é conhecido, por exemplo através da equação (2.3), o vetor espacial do fluxo de rotor $\bar{\psi}_r$ é (Xu et al., 1988):

$$\bar{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m}(\bar{\psi}_s - \sigma L_s \bar{i}_s) \quad (2.4)$$

sendo L_s e L_r as indutâncias próprias do estator e do rotor, respectivamente, L_m a indutância de magnetização e $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r)$.

A leitura da equação (2.4) indica que a estimação do fluxo de rotor depende da indutância de magnetização L_m . Essa sofre a influência do nível de saturação magnética da máquina e, portanto, essa variação deve ser levada em consideração, principalmente em acionamentos que se utilizam do controle do fluxo, para otimizar o rendimento do motor. Ainda que a magnitude e a posição do fluxo de entreferro $\bar{\psi}_m$ sejam determinadas com boa precisão, através de medição ou de algum método de estimação, a indutância de magnetização deve ser levada em consideração quando se deseja fazer a orientação pelo fluxo do rotor, baseado na equação:

$$\bar{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m}[\bar{\psi}_m + (1 - \sigma)L_s \bar{i}_s]. \quad (2.5)$$

Fica evidente que a adoção de um valor incorreto de L_m leva à estimação incorreta do fluxo do rotor, ainda que $\bar{\psi}_m$ esteja perfeitamente determinado. Recentemente, técnicas que se utilizam de inteligência artificial também têm sido propostas para estimação do fluxo de rotor (Parma et al., 1998; Landim et al., 1998).

2.2.2 Uso do fluxo em técnicas de controle escalar

No controle de velocidade dos motores de indução, a estratégia escalar mais adequada é aquela que mantém o fluxo de entreferro constante e igual ao seu valor nominal. Essa estratégia permite ao motor funcionar com máxima capacidade de *torque* por corrente durante toda a faixa de operação, o que faz com que a resposta transitória seja mais rápida. Nos motores em corrente alternada, a obtenção do fluxo é complexa, pois esse não é determinado somente pela amplitude da tensão ou da corrente, como acontece nos motores de corrente contínua, mas também pela frequência da tensão de estator.

Tradicionalmente, o controle do fluxo nas técnicas escalares não é feito com o auxílio da estimção ou medição do fluxo. Realiza-se uma compensação, de forma que a tensão terminal é manipulada com o propósito de manter o fluxo de estator ou de entreferro constante.

Para tensão terminal de estator V_s e frequência f_s constantes, à medida que a amplitude da corrente de estator aumenta (por exemplo, devido ao aumento de carga), eleva-se a queda de tensão resultante na resistência de estator R_s e na reatância de dispersão de estator X_{ls} (ver Figura 2.2), fazendo com que a tensão de entreferro diminua e, portanto, diminuindo a corrente de magnetização associada ao fluxo de entreferro, levando à diminuição do fluxo de entreferro. Desta forma, a tensão terminal de estator deve ser ajustada à medida que a corrente de estator varia, quando se quer fluxo de entreferro constante, isto é, o ajuste da tensão é função da corrente de estator I_s . Se for suposto, agora, que é necessário realizar o controle da velocidade, variando a frequência elétrica f_s , tem-se que ajustar a tensão V_s em função desta frequência. Isto significa que para manter o fluxo de entreferro em um dado valor há a necessidade de se ter a precisa relação da tensão de estator V_s com a frequência angular ω_s e a magnitude da corrente de estator, isto é, deve-se conhecer $V_s = f(\omega_s, I_s)$. O ajuste de V_s e ω_s , para cada particular ponto de operação, deve ser realizado tendo em mente que a frequência ω_s está fortemente relacionada com a velocidade desejada do eixo do motor; então, a única variável independente na regulação do fluxo de entreferro é a tensão terminal de estator V_s .

Com base na relação $V_s = f(\omega_s, I_s)$, pode-se ter os seguintes sistemas básicos V/f de malha aberta (Abbondanti, 1977):

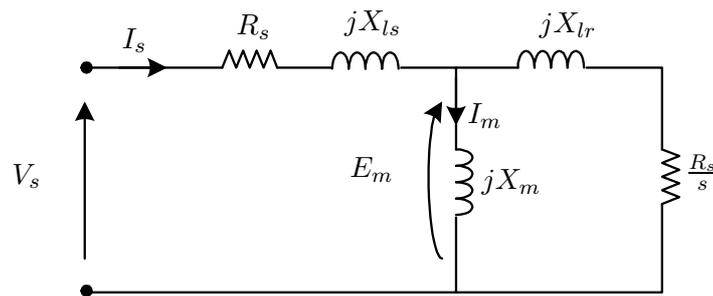


Figura 2.2: Circuito equivalente de uma fase do motor de induo.

1. *Característica $V_s = f(\omega_s)$ pré-determinada:* ajustam-se a tensão e a frequência a partir da característica $V_s = f(\omega_s)$ pré-determinada, não levando em consideraco a sua dependência com a carga. Se as quedas de tenso na resistência e na reatância de disperso de estator so ignoradas, a relao V/f torna-se linear. A Figura 2.3(a) mostra um sistema de acionamento para a relao V/f linear. Esta técnica leva à sub-excitao e, portanto, a perda de *torque*, na regio de baixas frequências, pois as quedas de tenso nesta regio passam a ser significativas. Uma alternativa para corrigir esta deficiência da curva linear em baixas frequências de acionamento é utilizar outras curvas características $V_s = f(\omega_s)$. Por exemplo, acrescentando um valor constante à relao linear (Figura 2.3(b)), ou ainda uma curva tipo “booster” de tenso (Figura 2.3(c)). Estas duas técnicas permitem ao motor desenvolver altos valores de *torques* em baixas velocidades; contudo, quando o motor opera com carga leve, o valor de tenso pré-determinado leva o motor à sobre-excitao, particularmente em baixas velocidades. Com a sobre-excitao, a máquina pode passar a ter problemas de sobre-aquecimento e aumento do ruído acústico.
2. *Compensaco da queda de tenso:* o ajuste da tenso é feito levando-se em consideraco que o fluxo de estator decresce com a carga e, para isto, deve-se ter uma variao maior na amplitude da tenso. Este ajuste pode ser calculado em funo da amplitude da corrente de estator $|I_s|$, de seu componente ativo $|I_s| \cos \phi$ ou do escorregamento, como ilustrados nas Figuras 2.4(a), 2.4(b) e 2.4(c), respectivamente.

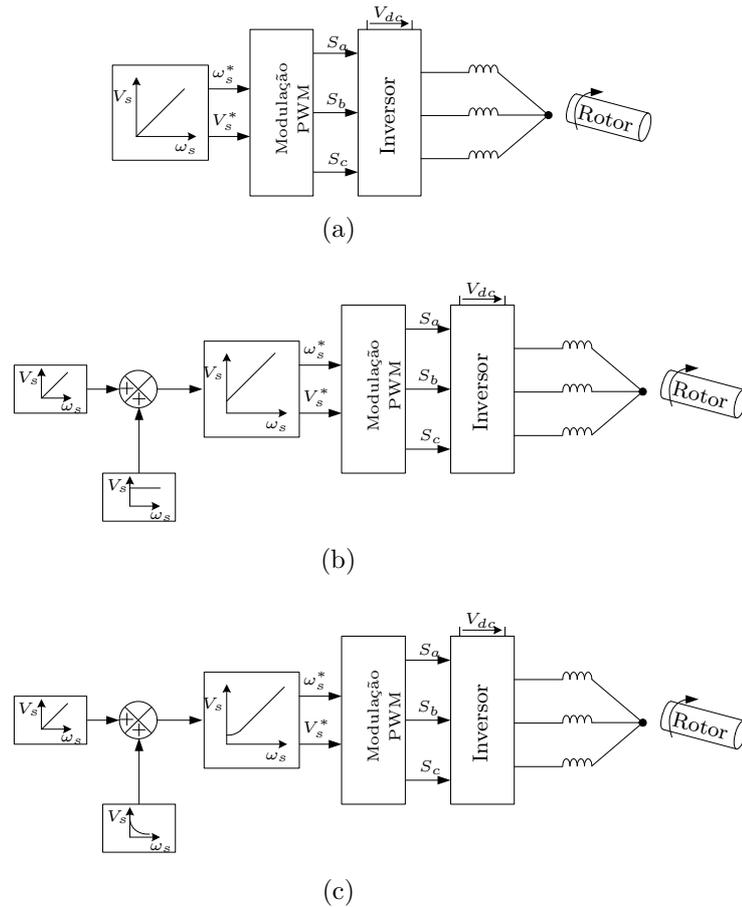
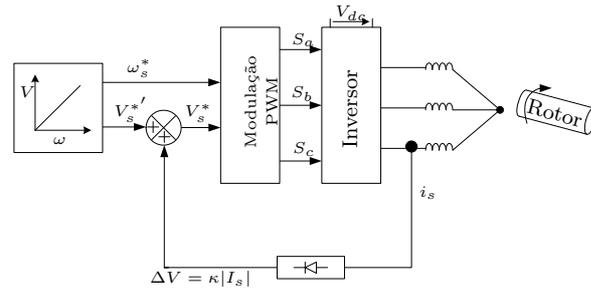


Figura 2.3: Curvas e diagramas para compensação da queda de tensão sobre a resistência do estator R_s no controle V/f com função $V_s = f(\omega_s)$ pré-determinada. S_a , S_b e S_c representam os estados ligado e desligado das chaves semicondutoras do inversor.

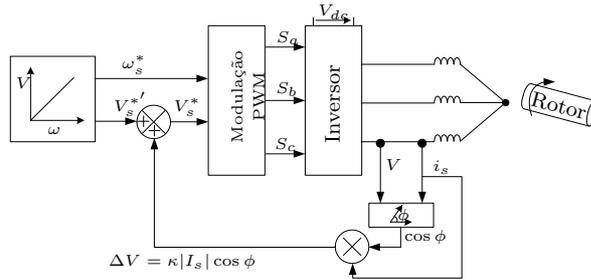
2.3 Obtenção do fluxo de entreferro a partir da observação da terceira harmônica de tensão em motores de indução com enrolamentos de estator conectados em Y

Nas máquinas de indução trifásicas com seus enrolamentos de estator conectados em Y a três fios, ainda que alimentada por fontes de potência senoidais, a forma de onda do fluxo não é usualmente senoidal. Esse fato se deve ao fenômeno da saturação magnética do material magnético que compõe o estator e o rotor.

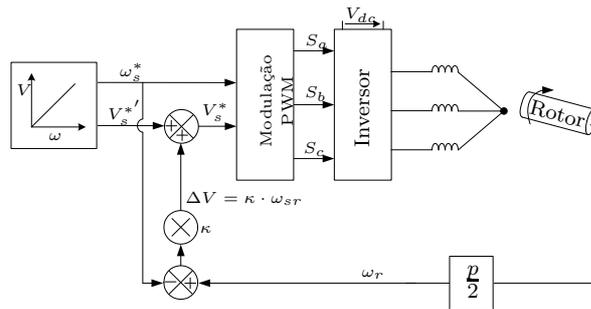
Para uma máquina operando com os núcleos de estator/rotor saturados, a distribuição espacial do fluxo de entreferro fica pontiaguda nos seus valores de pico (Hsu et al., 1991), conforme mostrado na Figura 2.5(d). Considerando que a saturação ocorra apenas nos dentes da máquina, suposição razoável, já que os núcleos do estator/rotor têm área muito maior



(a) Compensação usando $|I_s|$.



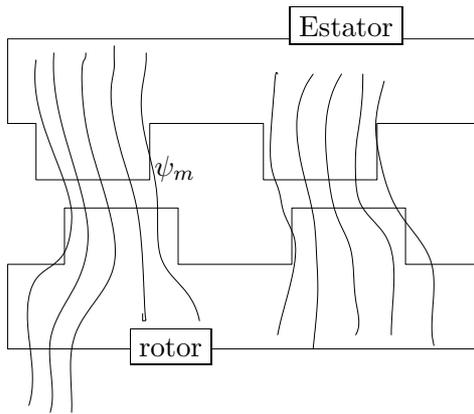
(b) Compensação usando $|I_s| \cos \phi$.



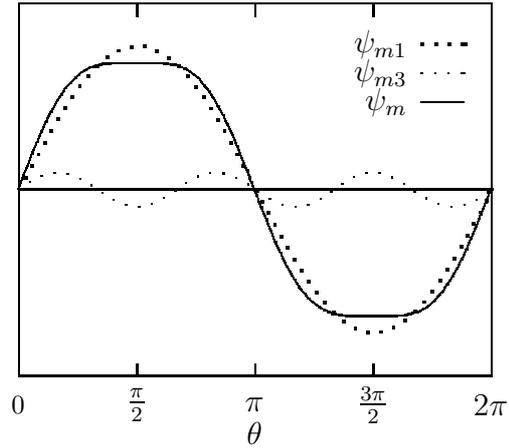
(c) Compensação usando a velocidade de escorregamento ω_{sr} .

Figura 2.4: Diagramas de técnicas de compensação da queda de tensão sobre a resistência do estator R_s para o controle V/f .

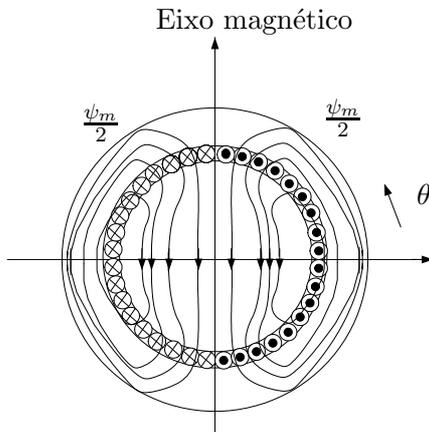
que os dentes (ver Figuras 2.5(a) e 2.5(c)), então a forma de onda do fluxo de entreferro é achatada. A análise espectral deste sinal mostra que há a presença de todas as componentes harmônicas ímpares, sendo que as triplas são de seqüência zero (Lee, 1961). Entretanto, é possível aproximar, sem erro apreciável, o achatamento como sendo o resultado da superposição do componente de terceira harmônica com o componente fundamental (Moreira, 1990), conforme mostrado na Figura 2.5(b), ou expressando os fluxos de magnetização das fases:



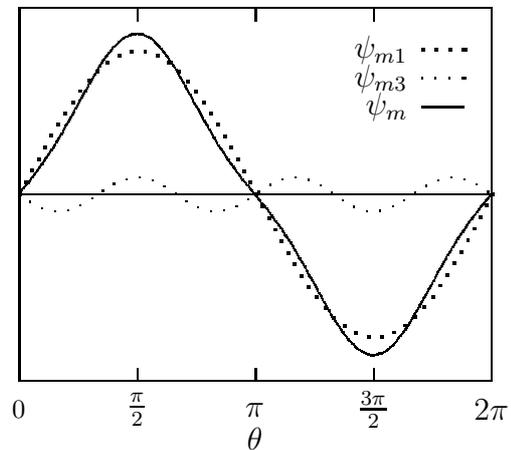
(a) Fluxo atravessando os dentes do estator/rotor e o entreferro da máquina.



(b) Componente fundamental ψ_{m1} e de terceira harmônica ψ_{m3} do fluxo de entreferro, para a saturaco nos dentes, e a superposico de ambas ψ_m



(c) Fluxo atravessando os núcleos do estator/rotor e o entreferro da máquina.



(d) Componente fundamental ψ_{m1} e de terceira harmônica ψ_{m3} do fluxo de entreferro, para a saturaco nos núcleos, e a superposico de ambas ψ_m

Figura 2.5: Caminho do fluxo magnético nos dentes e núcleos da máquina de induco.

$$\psi_{mas} = \psi_{Pm1} \cos \omega t + \psi_{Pm3} \cos 3\omega t, \tag{2.6}$$

$$\psi_{mbs} = \psi_{Pm1} \cos(\omega t - 120^\circ) + \psi_{Pm3} \cos 3\omega t, \tag{2.7}$$

$$\psi_{mcs} = \psi_{Pm1} \cos(\omega t - 240^\circ) + \psi_{Pm3} \cos 3\omega t, \tag{2.8}$$

sendo ψ_{mas} , ψ_{mbs} e ψ_{mcs} os valores instantâneos do fluxo de entreferro que concatenam respectivamente as fases *a*, *b* e *c* e ψ_{Pm1} e ψ_{Pm3} , os valores de pico do componente fundamental e de terceira harmônica do fluxo de entreferro, respectivamente.

A fundamental e a terceira harmônica do fluxo de entreferro induzem nos enrolamentos do estator tensões com componentes fundamental e de terceira harmônica. Portanto, da lei

de Faraday, as tensões de entreferro induzidas nos enrolamentos do estator são dadas por:

$$E_{mas} = \frac{d\psi_{mas}}{dt} = -\omega\psi_{Pm1}\text{sen}\omega t - 3\omega\psi_{Pm3}\text{sen}3\omega t, \quad (2.9)$$

$$E_{mbs} = \frac{d\psi_{mbs}}{dt} = -\omega\psi_{Pm1}\text{sen}(\omega t - 120^\circ) - 3\omega\psi_{Pm3}\text{sen}3\omega t, \quad (2.10)$$

$$E_{mcs} = \frac{d\psi_{mcs}}{dt} = -\omega\psi_{Pm1}\text{sen}(\omega t - 240^\circ) - 3\omega\psi_{Pm3}\text{sen}3\omega t, \quad (2.11)$$

Dado que a tensão terminal do motor  expressada por:

$$v_{as} = R_s i_a + L_{ls} \frac{di_a}{dt} + \frac{d\psi_{mas}}{dt}, \quad (2.12)$$

$$v_{bs} = R_s i_b + L_{ls} \frac{di_b}{dt} + \frac{d\psi_{mbs}}{dt}, \quad (2.13)$$

$$v_{cs} = R_s i_c + L_{ls} \frac{di_c}{dt} + \frac{d\psi_{mcs}}{dt}, \quad (2.14)$$

sendo i_a , i_b e i_c as correntes que circulam nas fases a , b e c , respectivamente, R_s e L_{ls} denotam a resistência ohmica e a indutância de dispersão de estator, respectivamente.

Realizando a soma das tensões de fase ($v_{soma} = v_{as} + v_{bs} + v_{cs}$) tem-se que

$$v_{soma} = \left(\frac{d\psi_{mas}}{dt} + \frac{d\psi_{mbs}}{dt} + \frac{d\psi_{mcs}}{dt} \right) + (R_s(i_a + i_b + i_c)) + \left(\frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} \right) \quad (2.15)$$

Como a máquina em questão está com os enrolamentos do estator conectados em Y, a três fios, não há possibilidade de circulao de correntes de seqüencia zero e, então, não há queda de tensão correspondente. Dado que, $i_a + i_b + i_c = 0$, a soma das tensões 

$$v_{soma} = \left(\frac{d\psi_{mas}}{dt} + \frac{d\psi_{mbs}}{dt} + \frac{d\psi_{mcs}}{dt} \right) \quad (2.16)$$

$$= E_{ma} + E_{mb} + E_{mc} \quad (2.17)$$

As tensões E_{ma} , E_{mb} e E_{mc} são dadas pelas equaes (2.9)-(2.11). Observando que os componentes fundamentais da tensão induzida estão defasadas entre si de 120° , tornando sua soma nula e que as de terceira harmônica estão em fase, a soma é dada por:

$$v_{soma} = v_{s3} = -9\omega\psi_{m3}\text{sen}3\omega t, \quad (2.18)$$

sendo v_{s3} o componente de terceira harmônica da tenso induzida nos enrolamentos de estator pela terceira harmônica do fluxo de entreferro, provocada pela distoro causada pela saturao magnética dos dentes do rotor e do estator.

Conforme pode ser observado, a tenso de terceira harmônica obtida na soma das tenses de fase do motor conectado em Y independe dos parâmetros da máquina, desta forma a estimaco do fluxo via terceira harmônica de tenso no está sujeita aos problemas que os métodos que utilizam o circuito equivalente da máquina têm, como por exemplo, sofrer a influência da variao da resistência de estator R_s , devido a frequência de alimentao e a temperatura, ou da indutância de magnetizao devido à mudana da corrente de magnetizao. Como nesse caso no há corrente de terceira harmônica, a tenso de terceira harmônica entre as fases e o ponto de neutro do estator corresponde exatamente a terceira harmônica de fluxo.

O método que utiliza a tenso de terceira harmônica induzida nos enrolamentos de estator pela terceira harmônica de fluxo presente quando há saturao magnética dos dentes do estator/rotor baseia-se na relao no-linear entre o componente fundamental ψ_{m1} e a terceira harmônica ψ_{m3} do fluxo. Estas podem ser encontradas a partir da integrao das tenses de entreferro, ou seja:

$$\psi_{m1} = \int E_{m1} dt \quad \text{e} \quad \psi_{m3} = \int v_{s3} dt, \quad (2.19)$$

sendo E_{m1} o componente fundamental da tenso de estator associada ao fluxo de entreferro.

As amplitudes do componente fundamental e de terceira harmônica do fluxo de entreferro so obtida através do teste a vazio convencional. Como neste teste a corrente é muito pequena, a queda de tenso na impedância do estator pode ser considerada desprezível; logo, a tenso de entreferro E_m  aproximadamente igual aos valores medidos nos terminais da máquina. Através da integrao mostrada na equao (2.19) obtm-se os fluxos ψ_{m1} e ψ_{m3} . Uma funo no-linear f_ψ é encontrada, relacionando o componente fundamental do fluxo de entreferro ψ_{m1}  terceira harmônica do fluxo de entreferro ψ_{m3} , como ilustrado na Figure 2.6, isto é,

$$|\psi_{m1}| = f_\psi(|\psi_{m3}|). \quad (2.20)$$

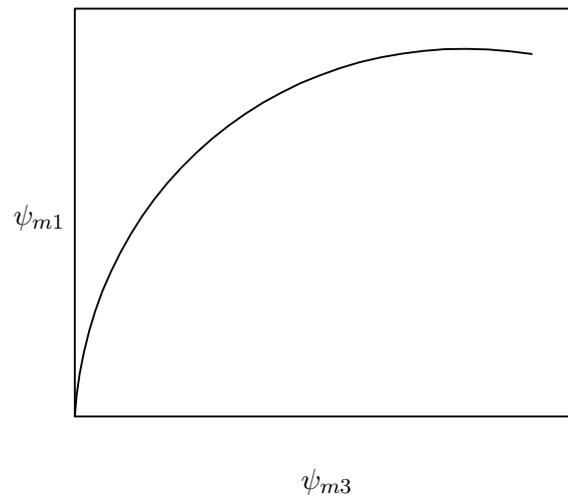
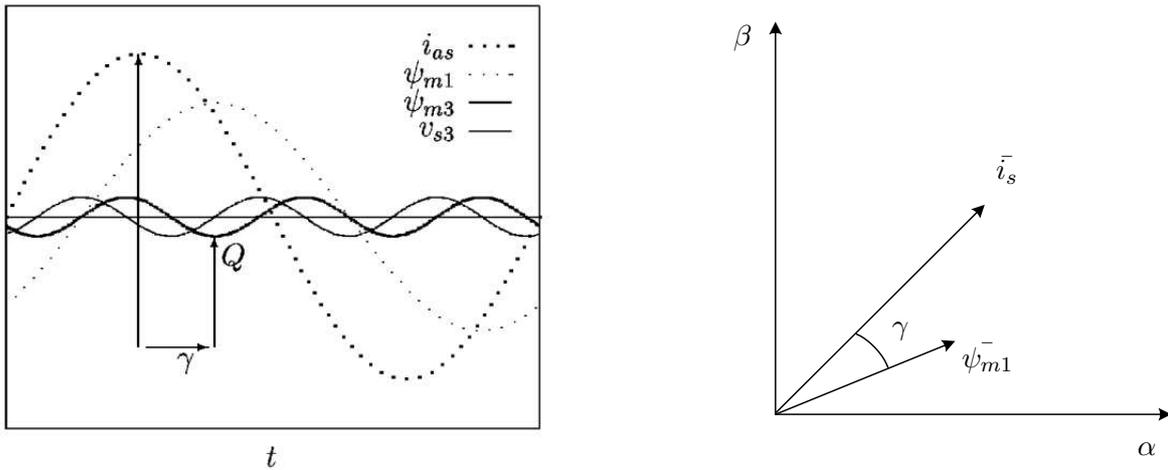


Figura 2.6: Característica típica da relação $\psi_{m3} - \psi_{m1}$.

Outra informao que pode ser obtida com o método da terceira harmônica  a posio do componente fundamental do fluxo de entreferro em relao a corrente ou tenso terminal (Moreira, 1990). Analisando a Figura 2.7(a), pode-se notar que o ângulo γ  a diferena entre o valor pico da corrente de uma das fases e o valor pico do componente fundamental do fluxo de entreferro. Entretanto, valor de pico do componente fundamental do fluxo coincide com o ponto Q no qual a terceira harmônica de tenso tem seu valor nulo. Considerando que a posio do vetor espacial corrente de estator  conhecida, o vetor espacial do fluxo de entreferro está localizado, portanto, a um ângulo γ , como ilustrado na Figura 2.7(b)

2.4 Obteno do fluxo de entreferro a partir da observao da terceira harmônica de corrente em motores de induo com enrolamentos de estator conectados em Δ

Considerando, assim como na análise feita anteriormente para motores com enrolamentos de estator conectados em Y (seo 2.3, pág. 10), que a saturao magnética ocorra somente nos dentes do motor, a distribuio espacial do fluxo torna-se achatada, podendo, dessa forma, ser aproximada pela superposio de um componente fundamental com um de terceira harmônica, que induzem, respectivamente, nos enrolamentos do estator uma tenso com componentes fundamental e de terceira harmônica. Como o componente de terceira harmônica  de seqncia zero, correntes de terceira harmônica de seqncia zero circulam



(a) Corrente da fase *a* do estator (i_{as}), componente fundamental (ψ_{m1}) e de terceira harmônica (ψ_{m3}) do a partir do ângulo γ . Salienta-se que α e β denotam os eixos fluxo de entreferro, terceira harmônica de tenso do direto e em quadratura no sistema estacionrio. estator (v_{s3}) e o ângulo γ entre i_{as} e ψ_{m1} .

Figura 2.7: Deteco da posio do componente fundamental do fluxo de entreferro via terceira harmônica de tenso.

nos enrolamentos em Δ (ver Figura 2.8). Um modelo simples, mostrado na Figura 2.9(a) que representa a circulao de corrente de terceira harmônica devido à saturaco magnética foi proposto por (Covic e Boys, 1992).

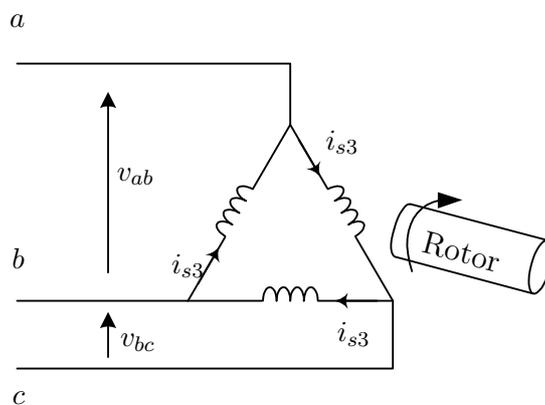


Figura 2.8: Correntes de terceira harmônica de seqncia zero circulando dos enrolamentos em Δ .

Expressando matematicamente as correntes de componente fundamental e de terceira harmônica dos enrolamentos em Δ , têm-se:

$$i_{ab} = i_{Pm1} \cos \omega t + i_{Pm3} \cos(3\omega t), \tag{2.21}$$

$$i_{bc} = i_{Pm1} \cos(\omega t - 120^\circ) + i_{Pm3} \cos(3\omega t), \tag{2.22}$$

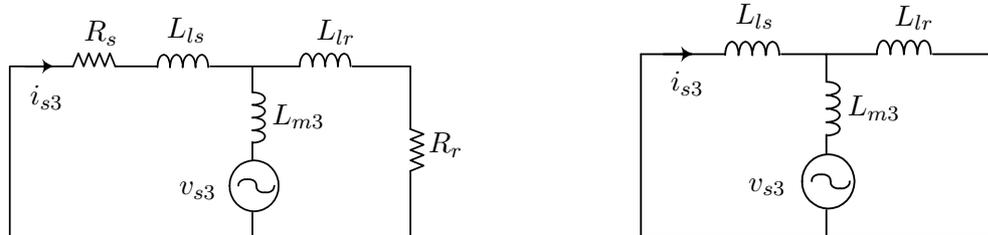
$$i_{ca} = i_{Pm1} \cos(\omega t - 240^\circ) + i_{Pm3} \cos(3\omega t), \tag{2.23}$$

sendo que i_{Pm1} e i_{Pm3} denotam, respectivamente, o valor máximo do componente fundamental e de terceira harmônica das corrente circulantes nas fases do estator.

Analisando as expressões 2.21-2.23 pode-se notar que a soma das correntes circulantes elimina os componentes fundamentais que esto 120° defasadas entre si. Dessa forma, tem-se que a soma das correntes  dada por

$$i_{s3} = 3i_{Pm3} \cos(3\omega t). \tag{2.24}$$

Deve-se salientar que a corrente de terceira harmônica que circula nos enrolamentos de estator em Δ causa uma queda de tenso de seqncia zero sobre a impedância de estator. Pela lei de Kirchhoff tem-se que a tenso de terceira harmônica induzida tem mesma magnitude e sinal oposto à queda de tenso em R_s , L_{ls} e L_m , como pode ser notado analisando o circuito da Figura 2.9(a). Logo, no há como medir a terceira harmônica de tenso nos terminais da máquina de induo quando as conexões do estator esto em Δ . Por esse motivo, a estimaco do componente fundamental do fluxo  feita através da soma das correntes das fases de estator, ao invés de se utilizar as tensões de terceira harmônica como realizado para as



(a) Modelo para a circulao da corrente de terceira harmônica de seqncia zero. (b) Modelo simplificado da corrente de terceira harmônica de seqncia zero.

Figura 2.9: Circulao de corrente de seqncia zero nos enrolamentos de estator em Δ .

conexões Y. A relação entre a corrente de terceira harmônica e o componente fundamental do fluxo é obtida através de um teste a vazio convencional. Assim o componente fundamental do fluxo pode ser obtida pela integração da tensão fundamental de entreferro, que no teste a vazio é aproximadamente igual a tensão terminal da máquina devido à pequena corrente, que torna a queda de tensão sobre a impedância do estator desprezível. Portanto, o componente fundamental do fluxo é dada por

$$\psi_{m1} = \int E_{m1} dt. \quad (2.25)$$

Considerando que as reatâncias indutivas são muito maiores que as resistências, tem-se o circuito simplificado da Figura 2.9(b). Observa-se que com essa aproximação, a corrente circulante de terceira harmônica, para a máquina operando com fluxo constante, não varia. Isso se deve ao fato de que a terceira harmônica de tensão, assim como as reatâncias, tem seu valor proporcional à frequência de acionamento (como descrito pela equação (2.18), pág. 13). Com essa consideração, a relação não-linear entre a corrente de terceira harmônica i_{s3} e o componente fundamental do fluxo ψ_{m1} tem a forma característica mostrada na Figura 2.10 para qualquer frequência de acionamento. Essa relação não-linear é válida apenas para a máquina operando com valores de frequência elétrica próximas à nominal, pois com a diminuição da frequência de acionamento as reatâncias indutivas passam a ter seu módulo de mesma ordem de grandeza das resistências. Nessa situação, as resistências não podem mais ser desprezadas

A solução adotada para contornar a mudança da relação $i_{s3} - \psi_{m1}$ com a frequência, devido a influência da resistência, é fazer uma compensação de forma que para todas as frequências encontre-se uma curva $i_{s3} - \psi_{m1}$ similar. Os detalhes sobre a compensação são dados no Capítulo 4.

2.5 Condições de projeto para existência da terceira harmônica de tensão nos enrolamentos de estator

Geralmente, o projeto de enrolamentos para máquinas C.A. consiste em distribuir os condutores das bobinas em ranhuras com espaçamentos selecionados para produzir uma distribuição de força magnetomotriz mais próxima da senoidal, para que as tensões induzidas

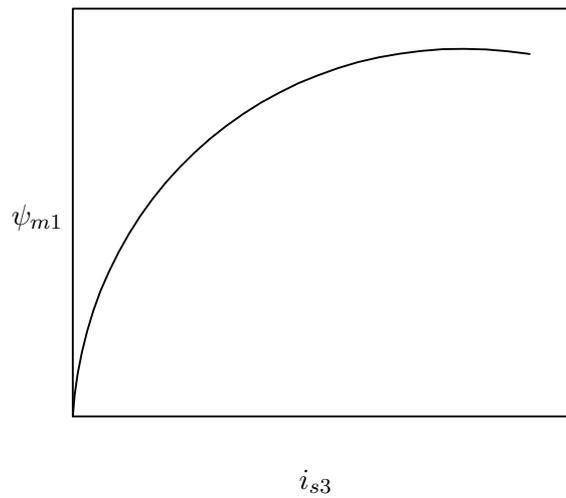


Figura 2.10: Característica típica da relao $i_{s3} - \psi_{m1}$.

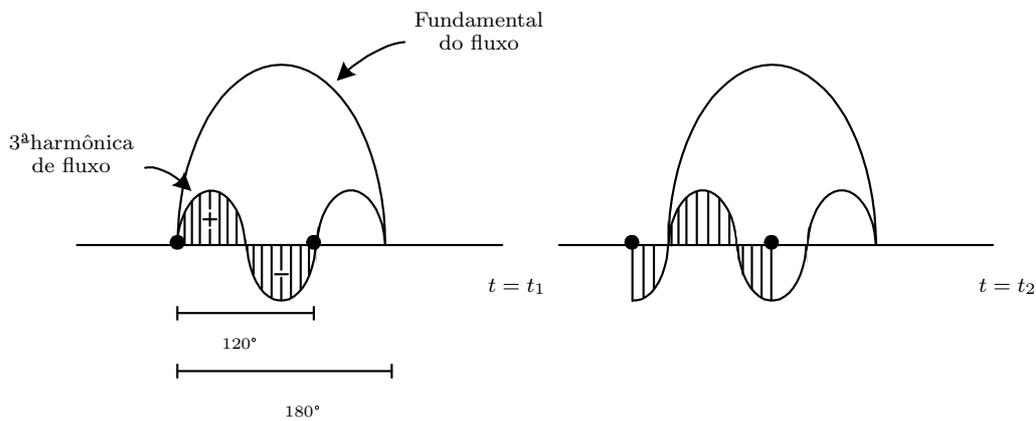


Figura 2.11: Fluxo concatenado pelas bobinas do estator.

apresentem o menor conteúdo harmnico. Com este objetivo adota-se o passo fracionário para os enrolamentos de armadura, de forma que a harmônica de fluxo concatenada por esta bobina seja nula. Se, por exemplo a bobina tem o seu passo encurtado de 1/3 do passo polar, o fluxo de terceira harmônica concatenado pela bobina  zero, e, dessa forma, não será induzida a tensão de terceira harmônica, conforme ilustrado na Figura 2.11.

Portanto, para máquinas que possuem a bobina com passo 2/3 do polar não  aplicável o método baseado na terceira harmônica de tensão ou de corrente, além de, segundo Belmans et al. (1985), os motores conectados em Δ com passo fracionário de 2/3 têm pior fator de potência e pior rendimento que aqueles com passo fracionário diferente de 2/3.

2.6 Revisão bibliográfica

As harmônicas do fluxo de entreferro devido à saturação magnética nas máquinas de indução trifásicas vêm sendo estudadas há muito tempo (Lee, 1961; Chalmers e Doggson, 1971). Lee investigou as harmônicas de tensão e fluxo devido a saturação nos dentes do estator e do rotor para a máquina de indução trifásica com enrolamentos de estator conectados em Y operando sob diversas condições de carga (rotor bloqueado, baixo escorregamento, alto escorregamento, etc.), apresentando métodos analíticos para o cálculo das amplitudes das harmônicas. O autor considerou que as terceira, quinta e sétima harmônicas representavam de forma satisfatória a distribuição espacial do fluxo, quando há saturação dos dentes da máquina. Esse mesmo critério, considerando apenas as harmônicas de maior amplitude, foi utilizado por Chalmers e Doggson (1971), que propuseram um algoritmo para o cálculo das amplitudes harmônicas de fluxo.

Nos estudos citados no parágrafo anterior os autores fizeram suas análises supondo que a terceira harmônica de fluxo e, portanto, a terceira harmônica de tensão induzida nas bobinas do estator, fossem criadas apenas pela saturação magnética dos dentes. Entretanto, existe a possibilidade dos núcleos do estator e do rotor também saturarem, criando também uma terceira harmônica de fluxo de ordem tripla, só que defasada espacialmente de 180° da terceira harmônica de fluxo causada pela saturação dos dentes.

Hsu et al. (1991) realizaram estudos mostrando que as perdas na máquina de indução podem ser relacionadas com a amplitude da terceira harmônica de fluxo e também pelo ângulo da fase, ou seja, depende também se houve saturação magnética dos dentes ou nos núcleos do estator e do rotor.

Apesar do grande interesse na avaliação do nível de saturação da máquina de indução através das harmônicas presentes no fluxo, as informações extraídas das harmônicas do fluxo começaram a ser utilizadas nas aplicações de controle na década de 80.

Em 1984, Ishida e Iwada, utilizaram as harmônicas de alta frequência, devido ao movimento relativo entre o fluxo de entreferro e as ranhuras e dentes do rotor, presentes na terceira harmônica de tensão, induzida pela terceira harmônica do fluxo de entreferro, para detectar a velocidade de escorregamento e a velocidade mecânica do rotor. O fenômeno de saturação não é determinante no método, pois essas componentes de alta frequência também estão presentes nas tensões de fase da máquina. Entretanto, uma implementação simples

para adquirir o sinal de alta frequência é somar as tensões de fase da máquina, que resulta na terceira harmônica modulada pelas componentes frequência mecânica e frequência de escorregamento. Com o uso de um circuito analógico os autores isolaram as frequências de interesse da terceira harmônica de tensão, o que possibilitou a estimação da velocidade mecânica sem o uso de sensores. Deve-se observar que os autores estudaram uma máquina com enrolamentos de estator conectados em Y.

Moreira et al. (1989) utilizaram a soma das tensões de fase para detectar não somente a velocidade do rotor, mas também para estimar a magnitude e a posição do componente fundamental do fluxo de entreferro para motores com enrolamentos de estator conectados em Y. A terceira harmônica de tensão obtida da soma das tensões de fase, permite, através de uma integração numérica encontrar a terceira harmônica do fluxo de entreferro. A relação não-linear entre esta e o seu componente fundamental, obtidas do teste a vazio convencional, foi utilizada no acionamento para maximizar a eficiência do motor através da manipulação do módulo do fluxo. Para que a teoria de orientação de fluxo pudesse ser empregada, a posição do componente fundamental do fluxo de entreferro em relação a corrente terminal foi encontrada indiretamente através do monitoramento da posição da terceira harmônica de tensão. Outra informação extraída do sinal de terceira harmônica de tensão foi a velocidade mecânica. As grandezas monitoradas foram a corrente terminal e as tensões de fase, fazendo um sistema de acionamento elétrico com o menor número de sensores possível.

Um controle vetorial por orientação do fluxo do rotor foi proposto por Vukosavic et al. (1990). A soma das tensões foi feita com um arranjo de três resistores em Y conectados em paralelo aos enrolamentos em Y do estator da máquina de indução. Nesse arranjo a utilização de um capacitor permitiu a obtenção de um sinal de tensão proporcional a terceira harmônica de fluxo, dispensando assim uma integração numérica. A diferença angular entre o fluxo do rotor e o de entreferro é calculada com o uso dos parâmetros da máquina. Assim, estimando a posição do componente fundamental do fluxo de entreferro via terceira harmônica de tensão determina-se também a posição do fluxo do rotor.

Moreira e Lipo (1990) propuseram um modelo para a máquina de indução, com enrolamentos do estator conectados em estrela, que leva em conta a influência das componentes harmônicas do fluxo de entreferro. Para incluir a saturação no modelo, foi considerado que,

hipoteticamente, o comprimento do entreferro, e por conseqüência a relutância magnética, era variável, sendo função da posição e do nível do fluxo do entreferro. Apesar do sistema real conter uma grande número de harmônicas, o modelo proposto faz a superposição apenas dos efeitos da fundamental e terceira harmônica do fluxo de entreferro. Os autores mostraram que o modelo proposto apresenta um comportamento muito próximo dos testes experimentais.

Kisch e Galan (1993) realizaram o controle vetorial direto por orientação do fluxo de rotor. Na implementação os autores utilizaram sensores opto-eletrônicos para aquisição dos sinais de tensão de fase da máquina, que após somados, passaram por um filtro analógico que tem como função eliminar as harmônicas de alta freqüência, devido ao inversor e a velocidade do rotor, e integrar o sinal de tensão de terceira harmônica, obtendo assim o fluxo de terceira harmônica. A orientação sobre o fluxo do rotor foi utilizada mudando a referência das coordenadas de eixo direto e em quadratura do fluxo de entreferro para o de rotor com o uso das equações do modelo da máquina de indução.

Kreindler et al. (1994) propuseram um controle vetorial direto por orientação do fluxo do rotor usando a tensão de terceira harmônica. Essa foi utilizada para localizar a posição do fluxo de entreferro, e a partir das equações da máquina encontrar a posição do fluxo do rotor. Duas técnicas para localizar a posição do fluxo de entreferro foram apresentadas. Na primeira, são medidas a tensão terminal e a terceira harmônica. Como um ponto no qual a terceira harmônica é nula coincide com o valor de pico do componente fundamental do fluxo, a posição relativa entre o fluxo e a tensão pode ser determinada. Na segunda proposta, a posição inicial da terceira harmônica, em que se anula e coincide com o valor de pico do componente fundamental do fluxo, é incrementada pela informação de posição, dependente da freqüência elétrica. Os experimentos mostraram que bons resultados foram obtidos para freqüências elétricas abaixo de 1,2 Hz, evidenciando que o sinal de terceira harmônica de tensão ainda é acessível quando se deseja fazer o controle em baixas velocidades.

Uma nova estratégia, utilizando a terceira harmônica de tensão em motores com enrolamentos de estator conectados em Y, foi proposta por Profumo et al. (1994). Nesse trabalho os autores propuseram um controle por orientação universal da máquina de indução. A posição e a amplitude do componente fundamental do fluxo foram encontradas a partir do monitoramento da terceira harmônica de tensão do estator.

O parâmetro do motor que mais sofre variações na sua magnitude devido à saturação magnética é a indutância de magnetização L_m . O seu valor decresce em condições de operação saturada e, portanto, pode levar a erros apreciáveis no acionamento em que seu valor seja determinante na performance do sistema.

Um esquema para compensar as variações no módulo de L_m foi proposto por Choi et al. (1998). Nesse trabalho os autores comparavam o valor da terceira harmônica de referência com o valor medido, gerando um sinal de erro que permite atualizar o valor de L_m para uma condição de operação da máquina diferente da nominal. Com isso, a orientação sobre o fluxo do rotor se torna mais precisa, já que as equações que fazem a modificação da referência do fluxo de entreferro para o de rotor dependem do valor de L_m .

Apesar da saturação magnética afetar apenas o valor das indutâncias, a terceira harmônica de tensão foi utilizada por Green e Williams (1989) para atualizar o módulo da resistência de estator. A magnitude desta sofre grande influência da variação de temperatura. Os autores comparam a posição angular da terceira harmônica de tensão devido a saturação dos dentes, que está sempre em fase com o componente fundamental da tensão de entreferro com o ângulo obtido com o cálculo fasorial da tensão de entreferro. Este depende dos parâmetros L_{ls} e R_s , indutância de dispersão e resistência do estator, respectivamente. Considerando que a indutância de dispersão do estator seja invariante, tem-se que o erro angular do fasor tensão de entreferro (obtido via terceira harmônica de tensão) e o valor calculado é dado pelo valor incorreto da resistência de estator. O valor da resistência é então modificado de forma que quando o erro angular for nulo o seu valor está perfeitamente estimado.

Conforme já descrito, nas máquinas com enrolamentos de estator conectadas em Y a três fios não há correntes de terceira harmônica de seqüência zero circulantes. Com isso a terceira harmônica de tensão do estator se deve somente ao fluxo de terceira harmônica causado pela saturação magnética. Entretanto a mesma situação não ocorre em motores com enrolamentos de estator conectados em Δ , pois as correntes de seqüência zero podem circular nos enrolamentos. As investigações sobre a estimção de fluxo de entreferro nesses motores, a partir da observação dos efeitos da saturação magnética sobre as harmônicas do fluxo, foram realizadas basicamente por dois autores, Covic e Boys.

Em 1988, Covic e Boys propuseram um controle escalar com auxílio da relação entre a corrente de terceira harmônica circulante nos enrolamentos em Δ do motor e o componente fundamental de fluxo. A partir dessa relação estima-se o valor de fluxo de entreferro em que a máquina está operando. Comparando este valor com o desejado tem-se o erro do fluxo, que alimenta um controlador. Este determina, então, o novo valor de tensão em que a máquina deve operar de forma que o fluxo de entreferro seja mantido em seu valor desejado.

Covic e Boys, rerepresentaram a proposta do artigo citado anteriormente em 1990 de forma mais detalhada. Nesse novo trabalho foi descrito um modelo que representa a circulação da corrente de terceira harmônica nas máquinas com enrolamentos de estator conectados em Δ e um circuito analógico, baseado no modelo, com o intuito de compensar a influência da resistência do estator na determinação do fluxo de entreferro quando a frequência de acionamento é variada. Desta forma, com o uso da compensação, a característica corrente de terceira harmônica *versus* componente fundamental de fluxo torna-se independente da frequência de acionamento.

Em 1992, Covic e Boys apresentaram um estudo mais detalhado sobre a terceira harmônica de corrente. A maior contribuição do artigo foi descrever algumas restrições ao uso do método baseado na saturação magnética. Existem situações, segundo os autores, onde a saturação da indutância do rotor pode contribuir com a magnitude e fase das componentes de terceira harmônica, influenciando na precisão do método. Entretanto, é salientado que nas condições nominais de fluxo a terceira harmônica de fluxo devido a saturação dos dentes do estator e do rotor é a dominante.

A terceira harmônica de tensão induzida nos enrolamentos do estator está presente também nas demais máquinas C.A. quando operam em condições saturadas. Esse fato foi explorado também em motores de relutância com enrolamentos de estator conectados em Y por Kreindler et al. (1993). Uma das maiores dificuldades na utilização desses motores é a necessidade de se conhecer a posição espacial do fluxo de rotor, para que a partida do motor possa ser realizada. Para isso, usualmente, são utilizados sensores alocados no entreferro da máquina. Com a utilização do método baseado na terceira harmônica de tensão foi possível detectar a posição do fluxo do rotor e, portanto, acionar a máquina sem sensores, o que diminui os custos e aumenta a robustez do sistema.

CAPÍTULO 3

Resultados experimentais para as conexões de estator em Y

3.1 Introdução

Nesse capítulo são apresentados resultados experimentais que verificam, em laboratório, as características da terceira harmônica de tensão. Foram realizados testes com o intuito de avaliar o desempenho do método de estimação do fluxo de entreferro via a terceira harmônica de tensão para diversas condições de carga e a vazio.

3.2 Testes experimentais

3.2.1 Detecção da terceira harmônica de tensão

Conforme descrito no capítulo anterior, a terceira harmônica de tensão pode ser obtida pela soma das tensões de fase do motor de indução trifásico. A soma pode ser realizada utilizando-se três resistores idênticos conectados em Y, associados em paralelo ao enrolamento do estator da máquina (Vukosavic et al., 1990), como mostrado na Figura 3.1(a). Um capacitor é utilizado para realizar a integração da terceira harmônica de tensão obtendo, assim, diretamente o fluxo de terceira harmônica. Esse arranjo permite a medição da terceira harmônica de tensão (v_{s3} , na Figura 3.1(a)) ou um sinal de tensão proporcional ao fluxo de terceira harmônica (U_y , na Figura 3.1(a)), dado por:

$$U_y = \frac{1}{3R_x C_x} (\psi_{ma} + \psi_{mb} + \psi_{mc}) \approx \frac{1}{R_x C_x} \psi_m \quad (3.1)$$

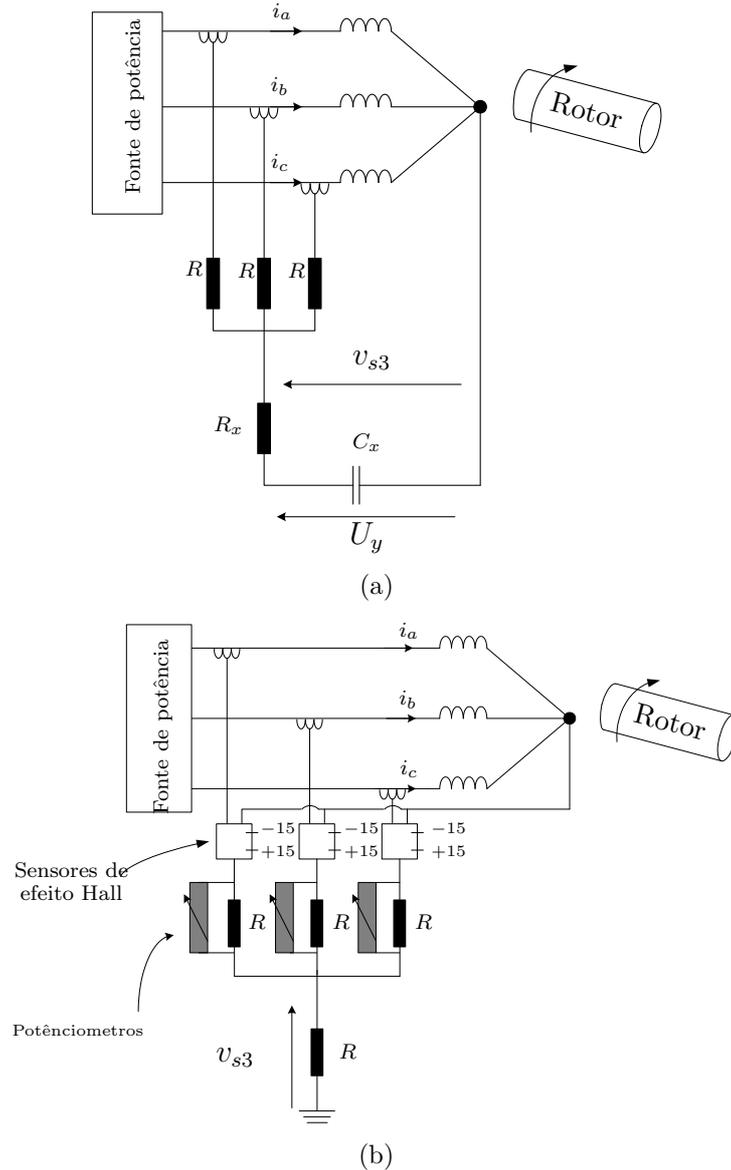


Figura 3.1: Arranjos para detecção da terceira harmônica de tensão.

No presente trabalho, a terceira harmônica de tensão foi obtida através do uso de sensores de efeito Hall, e somadas com um arranjo de três resistores, como mostrado na Figura 3.1(b)). Conforme pode ser visto, três potênciômetros foram associados em paralelo com as resistências, assim um eventual desequilíbrio entre as amplitudes das tensões de alimentação pode ser corrigido através dos ajustes dos potênciomentros. Esse desequilíbrio, seja nas fases ou nas amplitudes, pode levar a imprecisões de medida, já que nessa situação

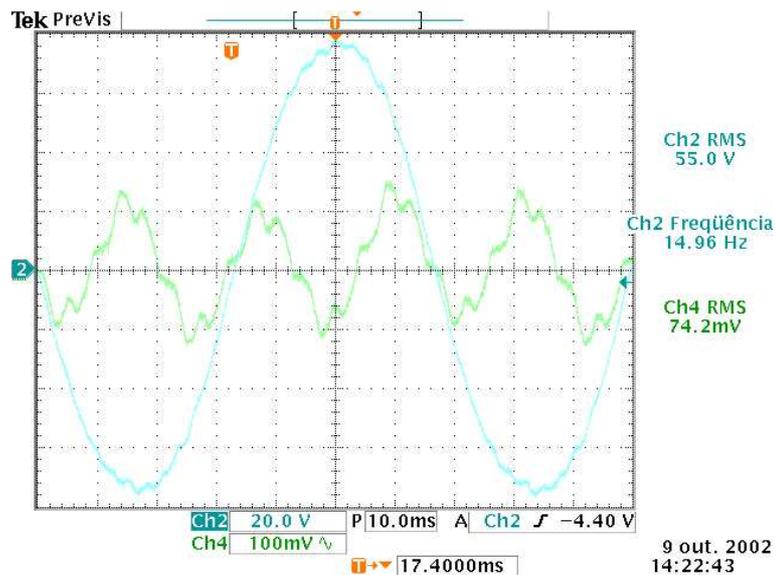
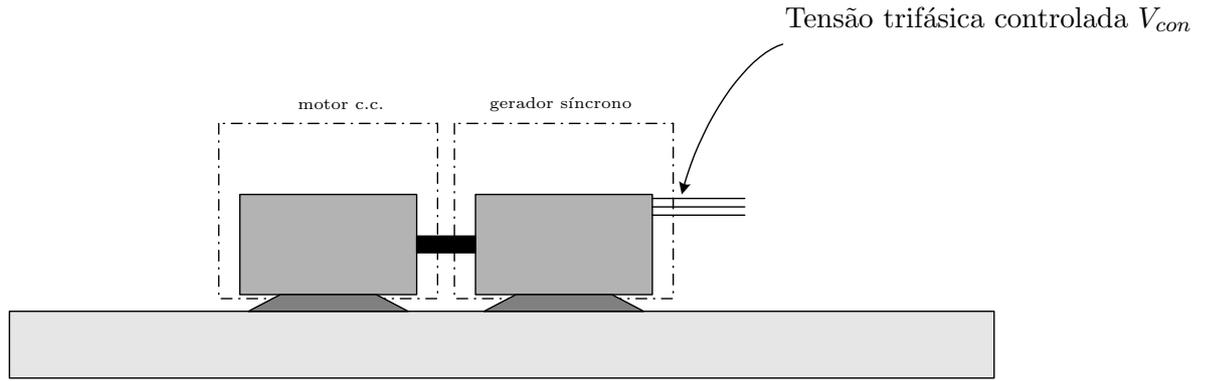


Figura 3.2: Tensão de fase da máquina de indução (**Ch2**) e a terceira harmônica de tensão (**Ch4**, $5,48856 \text{ Volts}_{rms}/\text{div.}$) obtida da soma das três tensões de fase da máquina.

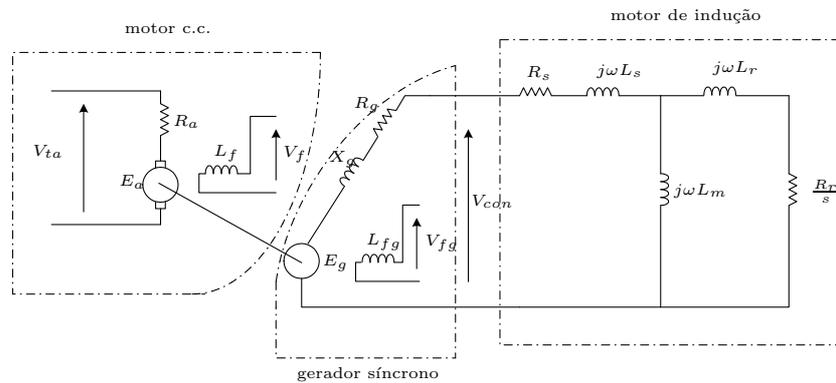
a soma das três tensões tem uma forte componente fundamental. Em condições desequilibradas, as tensões de terceira harmônica podem ter os módulos e fases diferentes entre si, tornando possível a circulação de corrente de terceira harmônica nos enrolamentos de estator, prejudicando a investigação do fluxo de entreferro via terceira harmônica de tensão.

Na Figura 3.2 é mostrada a forma de onda da soma das tensões das três fases para um motor de indução típico de 3 HP, operando a vazio com tensão e frequência igual a 25% dos seus valores nominais. Pode-se notar que a terceira harmônica de tensão é modulada por componentes de alta frequência, presentes devido ao movimento relativo entre o fluxo de entreferro e os dentes do estator e do rotor. Dessas componentes é possível extrair a velocidade mecânica do rotor (Ishida e Iwada, 1984).

Para que fosse possível ter o controle da magnitude e da frequência da tensão de alimentação do motor, foi utilizado um gerador síncrono acoplado a um motor de corrente contínua, como é mostrada na Figura 3.3. O motor de corrente contínua foi utilizado para controle da frequência, através da manipulação das tensões de armadura V_{ta} e de campo V_f . A tensão de campo do gerador V_{fg} foi utilizada para controle da magnitude da tensão terminal da máquina.



(a) Bancada experimental.



(b) Bancada experimental (Circuito esquemático).

Figura 3.3: Bancada utilizada no laboratório para medidas com a máquina de indução conectada em Y.

Assim como o motor de indução, o gerador síncrono tem a terceira harmônica de tensão devido ao fenômeno da saturação magnética. Entretanto, como os neutros do gerador e motor não estão conectados, a tensão de linha que alimenta o motor não contém a terceira harmônica de tensão do gerador.

3.2.2 Curva $\psi_{m3} - \psi_{m1}$ e variação da indutância de magnetização com a saturação magnética

Do teste sem carga foi obtida a curva $\psi_{m3} - \psi_{m1}$ para a máquina de indução. Os fluxos foram obtidos das expressões dadas pela equação 2.19, pág. 14. Dessa forma conhecendo-se ψ_{m3} encontra-se o módulo do componente fundamental do fluxo ψ_{m1} através do gráfico mostrado na Figura 3.4. Deve ser salientado que os efeitos da histerese magnética foram desprezados e, dessa forma, podem existir pequenos erros na característica a vazio.

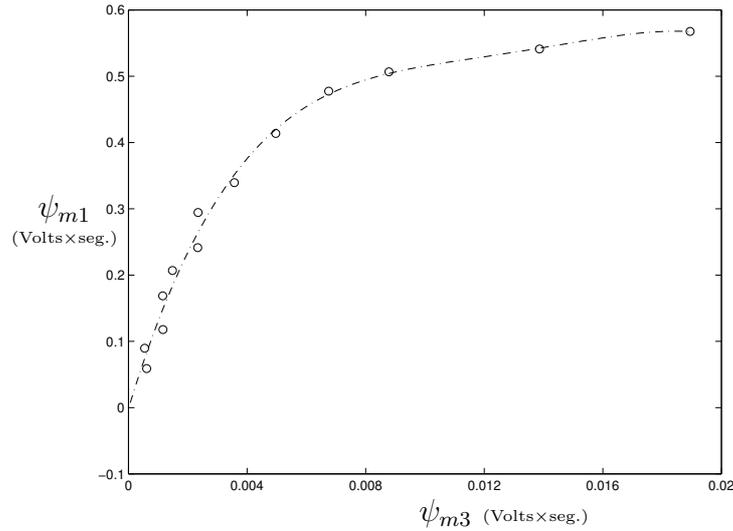
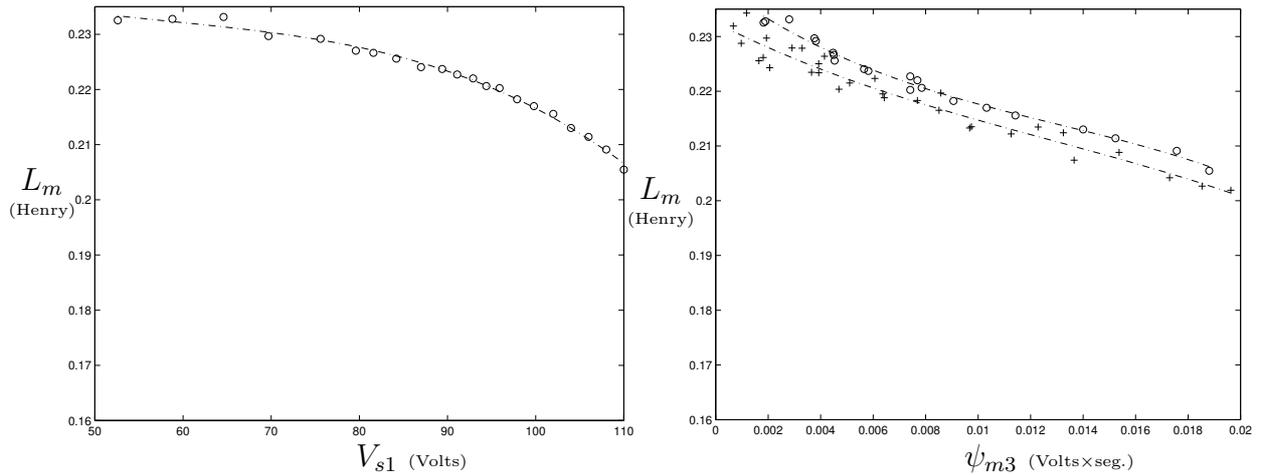


Figura 3.4: Relação entre a terceira harmônica do fluxo ψ_{m3} e seu componente fundamental ψ_{m1} .

Um parâmetro da máquina que sofre forte influência da saturação magnética é a indutância de magnetização L_m . Um teste costumeiramente utilizado para se obter a relação de L_m com a intensidade do fluxo ψ_m é obter a característica tensão terminal V_s versus a indutância de magnetização L_m , com o motor em vazio e frequência de acionamento fixa. Para a máquina em questão, a relação entre o componente fundamental da tensão V_{s1} e L_m é mostrada na Figura 3.5(a). Entretanto, essa característica é válida apenas a vazio, pois a consideração de que a tensão terminal V_s e a de entreferro E_m são aproximadamente iguais não é mais válida sob carga, devido ao aumento na queda de tensão sobre a impedância do estator, causada pelo aumento no componente de carga da corrente de estator.

Uma relação mais geral, pois é válida para qualquer condição de carga e frequência de acionamento, pode ser encontrada se for obtida a característica $\psi_{m3} - L_m$, como mostrada na Figura 3.5(b). Isso se deve ao fato de ψ_{m3} depender apenas da intensidade do componente fundamental do fluxo ψ_{m1} , que determina o grau de saturação magnética. A curva $\psi_{m3} - L_m$ é obtida do teste a vazio, considerando que a máquina praticamente na velocidade síncrona, a corrente de estator é igual a corrente de magnetização e que a tensão terminal é aproximadamente igual a tensão de entreferro. Com essas considerações tem-se,

$$L_m \approx \frac{V_s}{i_s}, \tag{3.2}$$



(a) Relação entre o componente fundamental da tensão terminal V_{s1} e a indutância de magnetização L_m para a frequência de 30 Hz. (b) Características terceira harmônica de fluxo de L_m *versus* indutância de magnetização. '+' - 60Hz e 'o' - 30Hz.

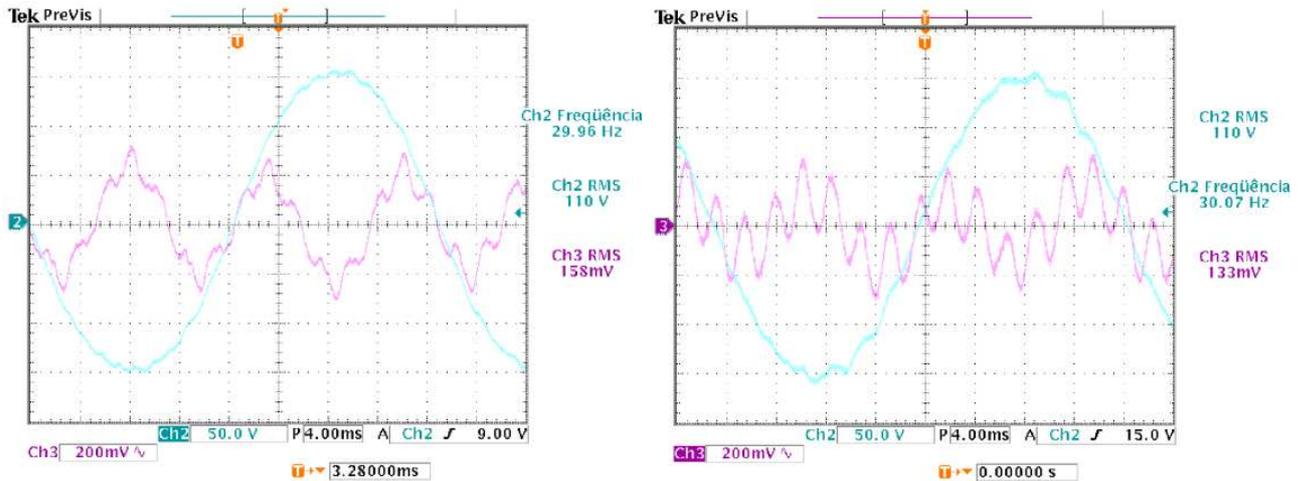
Figura 3.5: Variação da indutância de magnetização com a tensão terminal e com a terceira harmônica do fluxo. Testes feitos na frequência de 60Hz.

sendo que V_s e i_s denotam a tensão e a corrente terminais da máquina, respectivamente.

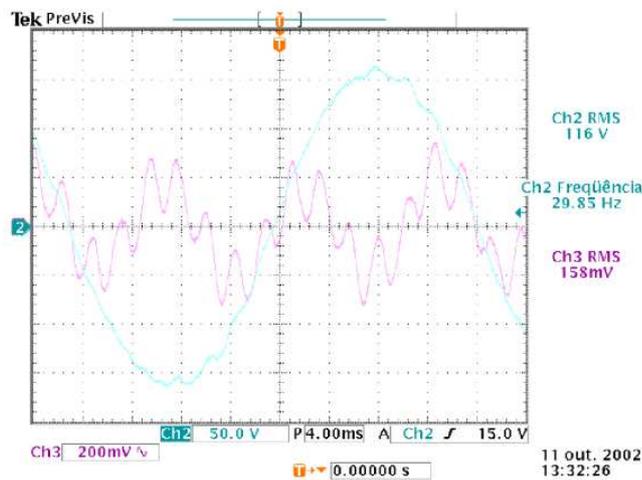
3.2.3 Influência da carga sobre a terceira harmônica de tensão

Mantida a tensão de alimentação (amplitude e frequência) do motor de indução, a magnitude da terceira harmônica de tensão devido à saturação nos dentes da máquina decresce com o aumento da carga. Na Figura 3.6(a) são mostrados os valores das tensões de terceira harmônica e de alimentação com a máquina a vazio, para condição de fluxo nominal, para uma tensão terminal de 110 Volts e frequência de 30 Hz. Uma máquina de corrente contínua operando como gerador foi acoplada a um motor de indução para simular uma carga. O comportamento da terceira harmônica de tensão para uma carga de 0,735 KWatt pode ser vista na Figura 3.6(b). Nota-se o decréscimo da terceira harmônica de tensão em torno de 15%. Este comportamento pode estar associados a dois fatos (Lee, 1961):

- A máquina torna-se menos saturada sob carga pois com o aumento da corrente de estator há um aumento da queda de tensão sobre a impedância de estator e, portanto, há diminuição da tensão de entreferro;
- Como sob carga a máquina tem sua velocidade de eixo diminuída, a corrente induzida no rotor é maior quando comparada com a condição a vazio. Desta forma, o efeito desmagnetizante das correntes do rotor é aumentado levando a uma menor saturação magnética.



(a) Tensão de fase (**Ch2**) e a terceira harmônica de tensão (**Ch3**, 10,977 Volts_{rms}/div.) para a máquina sem carga (b) Tensão de fase (**Ch2**) e terceira harmônica de tensão (**Ch3**, 10,977 Volts_{rms}/div.) para a máquina com uma carga de 0,735 KWatt acoplada ao eixo do motor de indução.



(c) Reestabelecimento da terceira harmônica com carga de 0,735 KWatt. Tensão de fase **Ch2** e terceira harmônica de tensão (**Ch3**, 10,977 Volts_{rms}/div.).

Figura 3.6: Efeito do aumento de carga na magnitude da terceira harmônica de tensão.

Com o intuito de reestabelecer o fluxo de entreferro nominal, a tensão terminal foi aumentada até que a terceira harmônica de tensão fosse também reestabelecida. Conforme mostrado na Figura 3.6(c) a tensão terminal de estator teve de ser aumentada em 6 Volts. Esse resultado evidencia que o fluxo de entreferro pode ser indiretamente manipulado via terceira harmônica de tensão.

3.2.4 Terceira harmônica de tensão com a máquina na condição de rotor bloqueado

Como nesta condição a corrente induzida no rotor é grande o seu efeito desmagnetizante levou a uma menor saturação dos dentes da máquina e, portanto, a um menor valor da

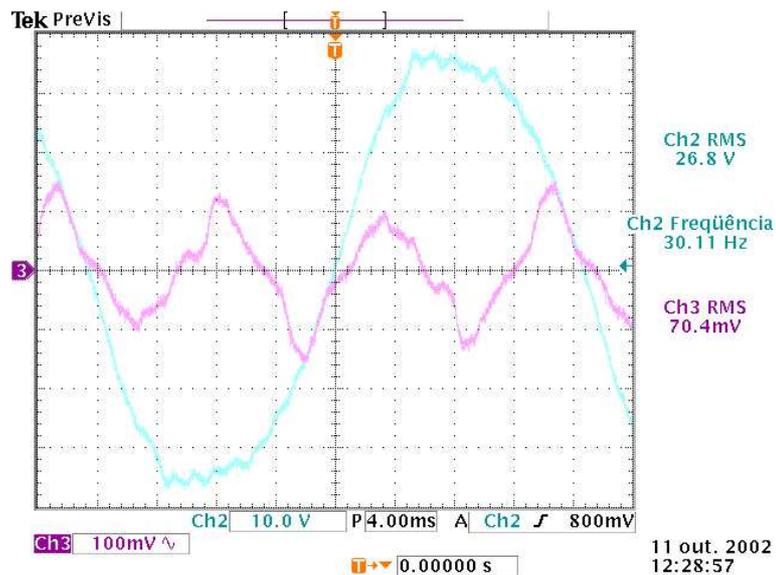


Figura 3.7: Forma de onda da tensão de alimentação e da terceira harmônica de tensão (Ch3, 5,48856 Volts_{rms}/div.) com a máquina com rotor bloqueado. Teste efetuado com frequência de 30 Hz.

terceira harmônica de tensão, como mostrado na Figura 3.7. Comparando o comportamento da máquina a vazio na mesma frequência (Figura 3.6(a)), nota-se que a terceira harmônica teve seu valor significativamente reduzido, em torno de 55%.

3.3 Operação da máquina com fluxo de entreferro constante

A expressão da tensão resultante da soma das tensões de fase para uma máquina de indução trifásica equilibrada tem apenas o componente de terceira harmônica, como dada pela equação (2.18), que é repetida, por conveniência, na equação 3.3. A leitura desta expressão evidencia que a amplitude da terceira harmônica de tensão relaciona-se de forma linear com a frequência de acionamento, desde que o fluxo de entreferro ψ_{m3} , ou equivalentemente ψ_{m1} seja constante.

$$v_{s3} = -9\omega_s\psi_{Pm3}\text{sen}3\omega t. \quad (3.3)$$

A verificação experimental da linearidade entre v_{s3} e a frequência de acionamento para duas condições de funcionamento da máquina, com fluxo nominal e 50% do fluxo nominal, é mostrada na Figura 3.8.

Esta característica linear entre v_{s3} e a frequência de acionamento pode ser utilizada para realizar o controle escalar V/f , com o controle do fluxo de entreferro.

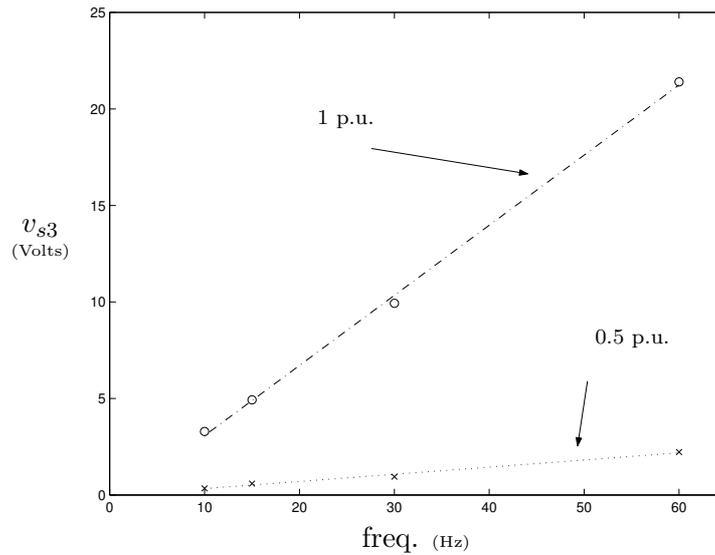


Figura 3.8: Comportamento linear da terceira harmônica de tensão com a frequência de acionamento para fluxo constante, em seu valor nominal (1 p.u.) e metade do seu valor nominal (0,5 p.u.).

Considerando apenas as magnitudes na equação (3.3), tem-se:

$$|v_{s3}| = 9\omega_s\psi_{Pm3}. \quad (3.4)$$

Se a relação entre a magnitude da terceira harmônica de tensão $|v_{s3}|$ e a frequência angular elétrica ω_s é mantida constante, então a magnitude da terceira harmônica do fluxo de entreferro ψ_{Pm3} e, conseqüentemente, seu componente fundamental, também é mantida constante.

Portanto, pode-se escrever que, para a máquina operando com fluxo de entreferro nominal, para qualquer frequência f_s , tem-se a seguinte relação:

$$\frac{v_{s3}}{f_s} = \frac{v_{s3}^n}{f_s^n} = cte \quad (3.5)$$

sendo v_{s3}^n é a terceira harmônica para a condição de funcionamento nominal da máquina.

$$v_{s3}^* = f_s^* \frac{v_{s3}^n}{f_s^n} \quad (3.6)$$

Sendo f_s^* a frequência de referência, v_{s3}^n a terceira harmônica de tensão obtida quando a máquina opera nas condições nominais e f_s^n a frequência nominal.

O diagrama da Figura 3.9 ilustra um sistema de controle V/f com o objetivo de operar com fluxo de entreferro constante, em particular, no seu valor nominal. A comparação entre o valor medido e o desejado da terceira harmônica gera um sinal de erro ($\Delta\varepsilon_{v_{s3}} = v_{s3} - v_{s3}^*$) que alimenta um controlador. Esse, por sua vez, determina o novo valor de tensão que mantém o fluxo de entreferro no valor desejado.

Uma analogia pode ser feita em relação às técnicas tradicionais do controle escalar V/f . Nota-se que diferente da técnica usual, na qual a relação entre a tensão terminal e a frequência de acionamento é adotada constante em toda a faixa de operação, o diagrama proposto deixa livre o ajuste da tensão terminal para que o fluxo de entreferro seja reestabelecido em seu valor nominal para qualquer frequência. Entretanto, a relação entre a tensão de terceira harmônica e a frequência de acionamento deve ser mantida para que a máquina opere sempre em sua condição nominal de fluxo, o que caracteriza o controle Volts por Hertz.

3.4 Restrições ao uso do método

Na avaliação do método foi feita a suposição de que a terceira harmônica do fluxo se dava exclusivamente devido à saturação magnética dos dentes do estator e do rotor da máquina. Dessa forma a distribuição espacial de fluxo está sempre achatada e com um componente de terceira harmônica dominante sempre em fase com o componente fundamental de tensão.

Entretanto, existe a possibilidade de outras fontes de terceiras harmônicas estarem presentes contribuindo em fase e em amplitude para a terceira harmônica de fluxo e, portanto para a terceira harmônica de tensão induzida nas bobinas do estator.

Uma outra fonte possível de terceira harmônica de fluxo está associada ao tipo de ranhuras. Se a ranhura for fechada há um aumento do fluxo de dispersão, levando a uma saturação magnética maior e o conseqüente aumento de sua contribuição na terceira harmônica de fluxo.

Outra possibilidade é a saturação dos núcleos de estator e de rotor que, como descrito no capítulo 2, tem sua distribuição espacial de fluxo de terceira harmônica defasada de 180° da terceira harmônica de fluxo causada pela saturação dos dentes.

A Figura 3.10, mostra que a terceira harmônica e a fundamental não estão perfeitamente em fase, quando o estator é alimentado com 25 Volts e 60 Hz, ou seja, na região de baixo

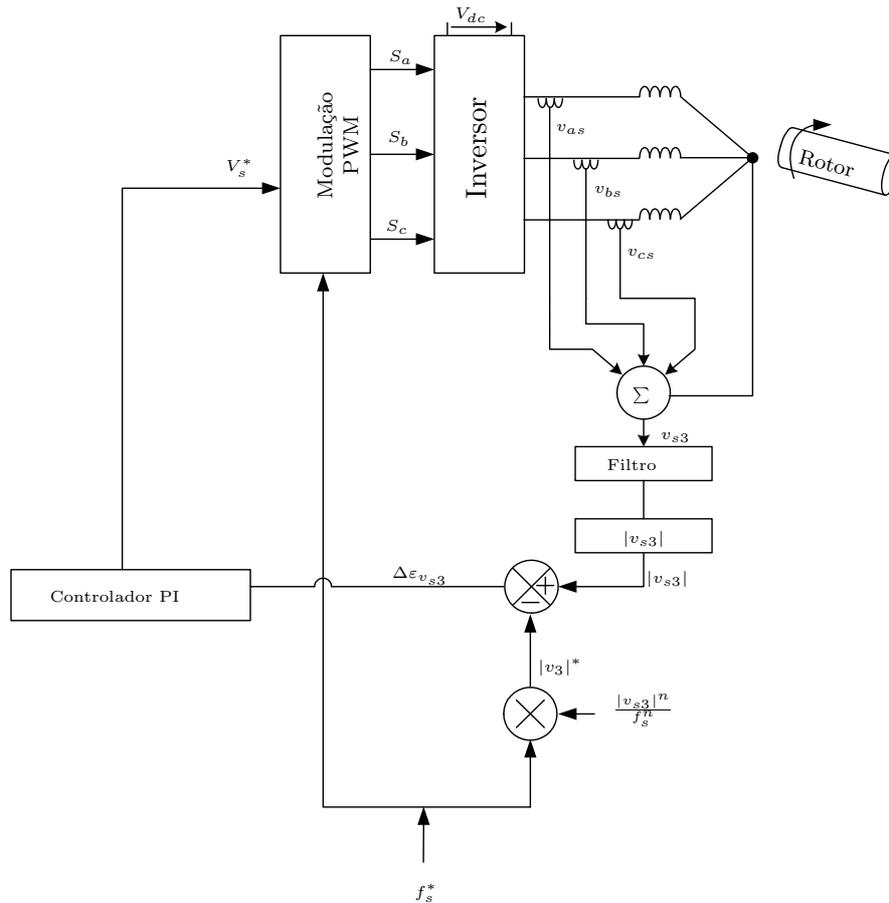


Figura 3.9: Sistema para controle da magnitude do componente fundamental do fluxo de entreferro.

fluxo, e que a causa disso pode ser a existência de uma segunda fonte de terceira harmônica que não está em fase com a terceira harmônica do fluxo de entreferro.

3.5 Conclusões do capítulo

O método de estimação de fluxo de entreferro via terceira harmônica de tensão já é empregado no controle vetorial por orientação de campo com êxito. Alternativamente, pode-se utilizá-lo em conjunto com técnicas escalares de controle, pois a simplicidade, pré-requisito para o sucesso do controle escalar V/f , é obtida com o benefício adicional de tornar a performance do sistema de acionamento elétrico independente dos parâmetros elétricos do motor. Entretanto, cuidados adicionais devem ser tomados quando se deseja utilizar a terceira harmônica de tensão para estimação do fluxo de entreferro, já que se faz necessária tensões trifásicas equilibradas, pois caso as tensões de terceira harmônica não

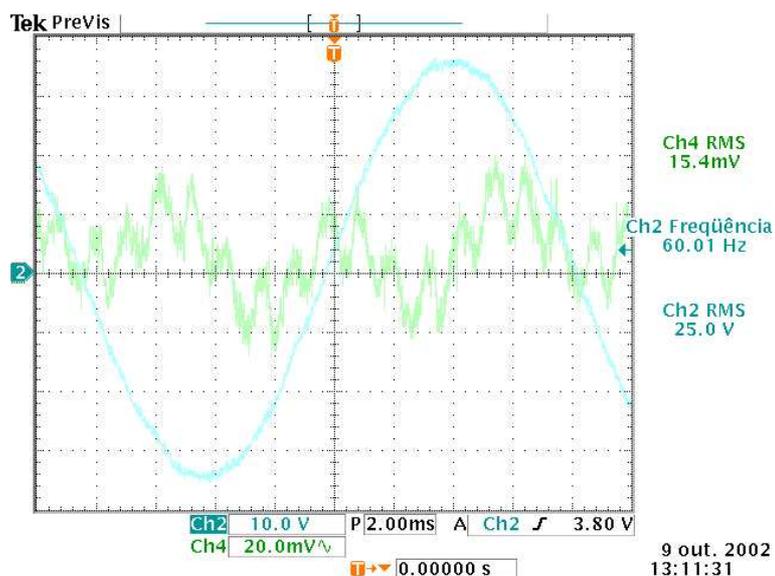


Figura 3.10: Componente fundamental da tensão (**Ch2**) e terceira harmônica de tensão (**Ch4**, $1,0977 \text{ Volts}_{rms}/\text{div.}$)

estejam perfeitamente em fase e com mesma amplitude, haverá circulação de correntes de terceira harmônica de seqüência positiva e negativa, bem como o resultado da soma das tensões de fase possuirá, além da terceira harmônica de tensão, o componente fundamental. Apesar da possibilidade de outras fontes de tensão de terceira existir, tem-se que para a máquina operando com fluxo aproximadamente nominal, condição habitualmente usada no controle de motores, os efeitos da saturação dos dentes de estator/rotor são preponderantes, validando o método.

CAPÍTULO 4

Resultados experimentais para as conexões de estator em Δ

4.1 Introdução

Nesse capítulo são apresentados os resultados experimentais relativos à terceira harmônica de corrente, sob diferentes condições de funcionamento do motor, bem como sua aplicação à estimação do fluxo de entreferro. A bancada utilizada nestes testes foi a mesma utilizada para as conexões de enrolamentos de estator em Y, ver Figura 3.3

4.2 Testes experimentais

4.2.1 Detecção da terceira harmônica de corrente

Se para o estator em Y a determinação da tensão v_{s3} foi obtida via soma das tensões de fase, para o estator em Δ deve ser feita a soma das correntes. Esta soma permite determinar a corrente de frequência tripla, já que na adição as componentes fundamentais são eliminadas pelo fato de serem 120° defasadas entre si. Um sensor Hall foi utilizado para realizar a soma das correntes de fase, como mostrado na Figura 4.1

A forma de onda da tensão terminal e da terceira harmônica de corrente são mostradas na Figura 4.2, para a máquina a vazio com 25% da tensão de alimentação e frequência.

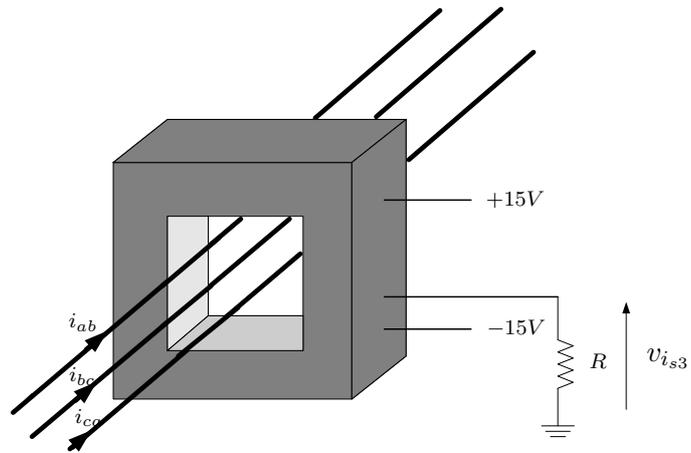


Figura 4.1: Medição da soma das correntes com sensor de efeito Hall. $v_{i_{s3}}$ é o sinal de tensão de saída proporcional a terceira harmônica de corrente.

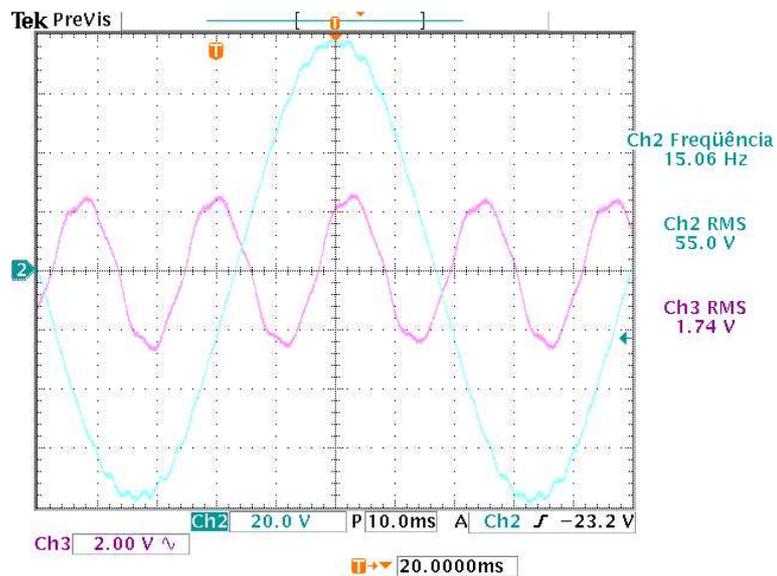


Figura 4.2: Tensão de fase da máquina de indução (Ch2) e a terceira harmônica de corrente (Ch3, $0,96552A_{\text{RMS}}/\text{div.}$) obtida da soma das três tensões de fase da máquina.

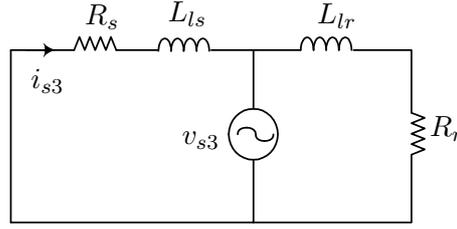


Figura 4.3: Circuito representativo da circulação de corrente de terceira harmônica nas fases do estator conectados em Δ desprezando a indutância de magnetização de terceira harmônica L_{m3} .

4.2.2 Curva $i_{s3} - \psi_{m1}$ e a variação da indutância de magnetização com a corrente de terceira harmônica

Conforme descrito, seção 2.4, pág. 15, para frequências de acionamento próximas à nominal as reatâncias indutivas são muito maiores que as resistências, tornando o circuito equivalente função apenas das reatâncias. Dessa forma, a curva $i_{s3} - \psi_{m1}$ torna-se independente da frequência. Entretanto, com a diminuição da frequência de acionamento as resistências não podem mais ser desprezadas e técnicas de compensação têm de ser utilizadas.

Na Figura 2.9(a), pág. 17, tem-se que a indutância de magnetização de terceira harmônica L_{m3} é muito pequena (Covic e Boys, 1988) e levando-se em conta esta hipótese, o circuito equivalente é o da Figura 4.3.

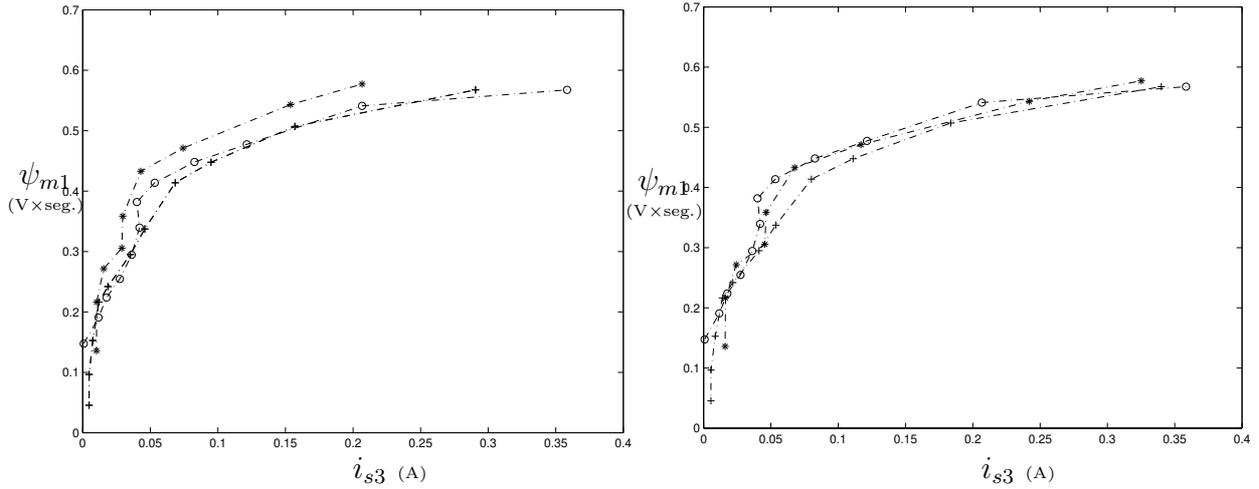
Da análise desse circuito pode-se escrever que:

$$v_{s3} = i_{s3}(R_s + j3\omega L_{ls}), \quad (4.1)$$

sendo v_{s3} a tensão de terceira harmônica induzida pela terceira harmônica do fluxo, R_s e L_{ls} , representam a resistência e a indutância de dispersão de estator, respectivamente, e ω é a frequência de acionamento.

Introduzindo a variável i'_{s3} , que representa o valor da corrente de terceira harmônica quando a resistência de estator é nula, tem-se a partir do circuito equivalente da Figura 4.3 que

$$i'_{s3} = \frac{v_{s3}}{j3\omega L_{ls}} \quad (4.2)$$



(a) Relação $i_{s3} - \psi_{m1}$ sem a compensação da queda de tensão sobre a resistência de estator. 'o' (60 Hz), '+' (30 Hz) e '*' (15 Hz).
 (b) Relação $i'_{s3} - \psi_{m1}$ utilizando a compensação da queda de tensão sobre a resistência de estator. 'o' (60 Hz), '+' (30 Hz) e '*' (15 Hz).

Figura 4.4: Relação não-linear entre a corrente de terceira harmônica e o componente fundamental do fluxo de entreferro.

Substituído o valor de v_{s3} da equação (4.1) na equação (4.2), obtém-se

$$i'_{s3} = \frac{i_{s3}(R_s + j3\omega L_{ls})}{j3\omega L_{ls}} \tag{4.3}$$

cujo o módulo é dado por

$$i'_{s3} = i_{s3} \sqrt{1 + \left(\frac{R_s}{9\omega L_{ls}}\right)^2} \tag{4.4}$$

Nota-se, pela análise da equação (4.4), que para o caso de R_s ser desprezível ($R_s \approx 0$) o valor da corrente de terceira harmônica compensado i'_{s3} e medido i_{s3} são iguais, ou seja, nenhuma compensação é necessária.

A relação $i_{s3} - \psi_{m1}$ determinada a partir do teste a vazio, é mostrada na Figura 4.4(a). Para um determinado fluxo de entreferro ψ_{m1} , observa-se a diminuição da corrente de terceira harmônica com a diminuição da frequência.

Se for feita a compensação, como descrita anteriormente, encontra-se uma nova relação, dada por $i'_{s3} - \psi_{m1}$ e mostrada na Figura 4.4(b). Como se observa a característica $i'_{s3} - \psi_{m1}$ tornou-se aproximadamente invariante com a frequência.

Um parâmetro que pode ser determinado, a partir da variação dos valores de corrente de terceira harmônica, é a indutância de magnetização. A Figura 4.5 mostra a relação entre i_{s3} e L_m obtida no teste a vazio a 60 Hz.

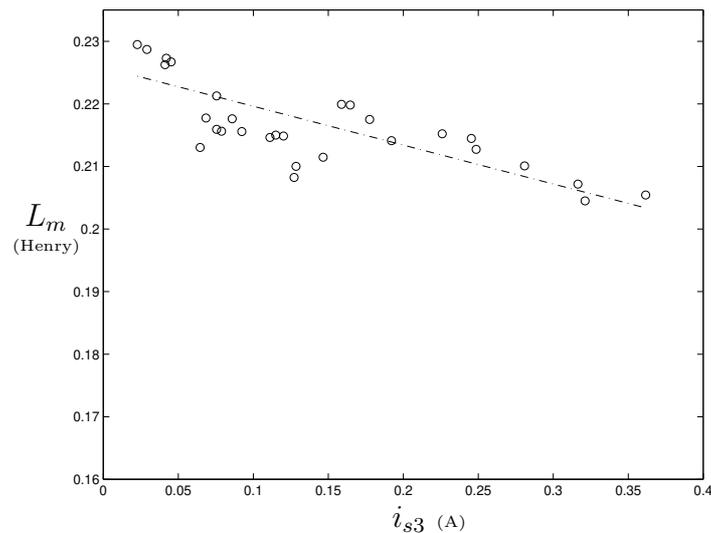


Figura 4.5: Relação entre a terceira harmônica de corrente i_{s3} e a indutância de magnetização L_m .

4.2.3 Influência da carga sobre a terceira harmônica de corrente

Considerando que a única fonte de tensão de terceira harmônica nos enrolamentos de estator conectados em Δ se deva à indução pela terceira harmônica de fluxo causada pela saturação dos dentes do estator e do rotor, a expectativa é que haja uma diminuição da amplitude de i_{s3} com o aumento da carga pelo fato do fluxo de entreferro diminuir por conta do aumento da queda de tensão sobre a impedância de estator e ao efeito desmagnetizante das correntes de rotor.

Na Figura 4.6(a) são mostradas as formas de onda da tensão terminal e da terceira harmônica de corrente da máquina de indução a vazio, operando com tensão de linha de 110 Volts, frequência de 30 Hz e com fluxo de entreferro aproximadamente nominal. Para o teste com carga foi ajustada a potência de 0,758 Kwatt e o resultado experimental referente está mostrado na Figura 4.6(b). Observa-se que com carga, houve uma redução de 28% na amplitude do valor da terceira harmônica de corrente quando comparado com a operação a vazio.

Nos testes feitos com o estator em Y, nas mesmas condições, ou seja, mesma tensão de fase (110 Volts) e frequência (30 Hz), houve uma redução na tensão v_{s3} de 15% quando se colocou uma carga aproximadamente igual ao do caso Δ . Como i_{s3} e v_{s3} relacionam-se de forma linear (equação 4.1), era esperado que se encontrasse a mesma redução percentual de i_{s3} para o caso Δ e v_{s3} para o caso Y. Possivelmente, a causa desta discordância esteja

relacionada com o circuito equivalente adotado, exigindo talvez a obtenção de um circuito equivalente mais elaborado.

De maneira similar ao experimento feito para a máquina conectada em Y, a tensão terminal do motor foi aumentada em 6 Volts, como mostrado na Figura 4.6(c), com o intuito de reestabelecer o fluxo de entreferro e, portanto, a terceira harmônica de corrente. Com o acréscimo de 6 Volts, o mesmo para o reestabelecimento do fluxo para a conexão em Y, na tensão terminal percebe-se que o valor de i_{s3} ficou bem próximo ao seu valor a vazio, apenas 3% abaixo. Considerando ainda que a máquina está operando com fluxo de entreferro aproximadamente nominal, e como pode ser observado na Figura 4.4(b) que uma variação de 3% no valor da corrente não representa praticamente nenhuma variação de fluxo.

4.2.4 Terceira harmônica de corrente com a máquina na condição de rotor bloqueado

Na situação de rotor bloqueado a corrente de terceira harmônica (Figura 4.7) diminuiu em 47% o seu valor, se comparado com o teste a vazio na mesma frequência (Figura 4.6(a)). O mesmo teste feito com o estator em Y, capítulo 3, indicou uma redução de 55% de v_{s3} . Como se observa não há uma discordância muito grande nos resultados obtidos, como ocorrido para o caso com carga da seção anterior.

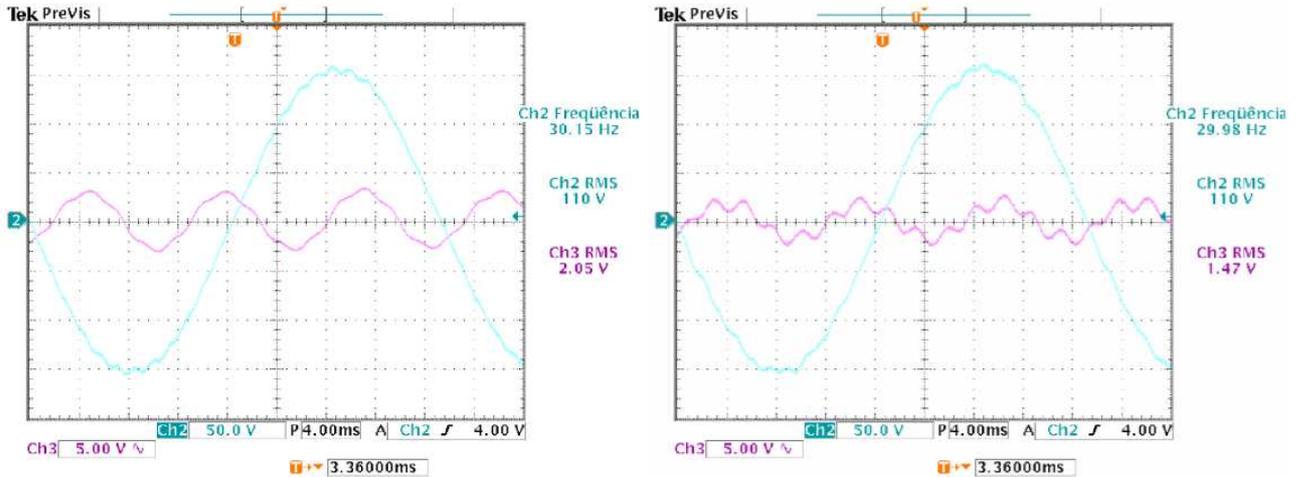
4.3 Operação com fluxo de entreferro constante

Conforme descrito anteriormente, a terceira harmônica de corrente é uma medida do nível de saturação magnética da máquina de indução. Foi mostrado também que a terceira harmônica de tensão tem uma dependência linear com a frequência, para a máquina operando com fluxo de entreferro constante. Considerando que a máquina opere em frequências próximas à nominal, tem-se que as resistências são muito menores que as reatâncias indutivas. Analisando o circuito da Figura 4.3 tem-se que

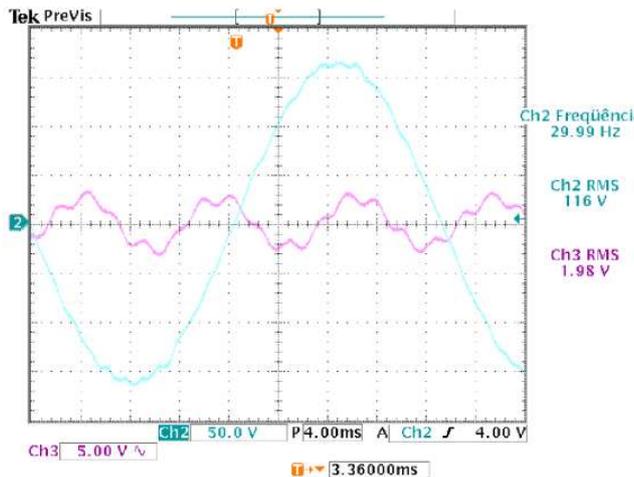
$$i_{s3} \approx \frac{v_{s3}}{j3\omega_s L_{ls}} = \frac{-9\omega_s \psi_{Pm3} \text{sen}3\omega_s t}{j3\omega_s L_{ls}} = \frac{-3\psi_{Pm3} \text{sen}\omega_s t}{jL_{ls}} \quad (4.5)$$

Considerando na equação anterior apenas o módulo, encontra-se:

$$|i_{s3}| = \frac{3\psi_{Pm3}}{L_{ls}} \quad (4.6)$$



(a) Tensão de fase (**Ch2**) e a terceira harmônica de corrente (**Ch3**, $0,96552A_{rms}/div.$) para a máquina sem carga. (b) Tensão de fase (**Ch2**) e terceira harmônica de corrente (**Ch3**, $0,96552A_{rms}/div.$) para a máquina com uma carga de $0,758\text{ KWatt}$ acoplada ao eixo do motor de indução.



(c) Reestabelecimento da terceira harmônica com carga de $0,758\text{ KWatt}$. Tensão de fase **Ch2** e terceira harmônica de tensão (**Ch3**, $0,96552A_{rms}/div.$)

Figura 4.6: Efeito do aumento de carga na magnitude da terceira harmônica de corrente.

Da equação (4.6) fica evidente que, com as suposições realizadas, seu valor para a operação com fluxo de entreferro constante é independente da frequência de acionamento. Conforme já dito, após a compensação da queda de tensão sobre a resistência de estator essa conclusão é válida.

A Figura 4.8 mostra a terceira harmônica de corrente para a máquina operando com fluxo nominal e metade do fluxo nominal. Nota-se que, após a compensação, a corrente de terceira harmônica ficou aproximadamente constante.

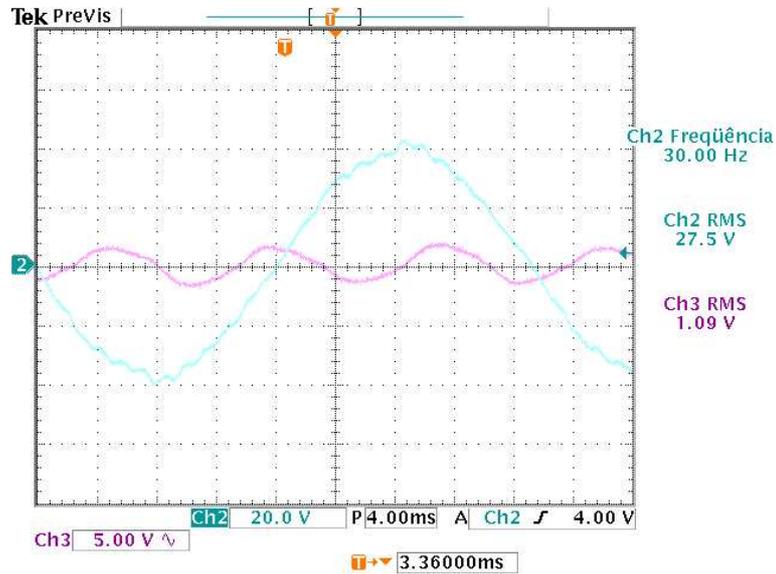


Figura 4.7: Forma de onda da tensão de alimentação e da terceira harmônica de corrente com a máquina com rotor bloqueado. Teste efetuado com frequência de 30 Hz, **Ch3** - $0,96552A_{\text{RMS}}/\text{div.}$)

O diagrama da Figura 4.9 ilustra um sistema para um controle escalar V/f via terceira harmônica do fluxo de entreferro, via terceira harmônica de corrente, usando o fato de que $|i_{s3}| = cte$ para $\psi_{Pm1} = cte$.

Neste diagrama nota-se que após realizada a soma das correntes da fase do Δ , para extrair o valor da terceira harmônica de corrente, o sinal passa por um filtro passa-baixas para retirar as componentes de alta frequência. O valor compensado de $|i_{s3}|$ é então comparado ao valor desejado de corrente de terceira harmônica $|i_{s3}^*|$ (que corresponde a um determinado valor de fluxo de entreferro). Como, usualmente, deseja-se manter a máquina operando com fluxo de entreferro nominal, faz-se $|i_{s3}^*| = |i_{s3}^n|$, que é a terceira harmônica de corrente correspondente ao funcionamento da máquina com fluxo de entreferro nominal.

O sinal de erro entre o valor da terceira harmônica medida e a de referência alimenta o controlador, que determina a tensão terminal do estator necessária para manutenção do fluxo em seu valor nominal.

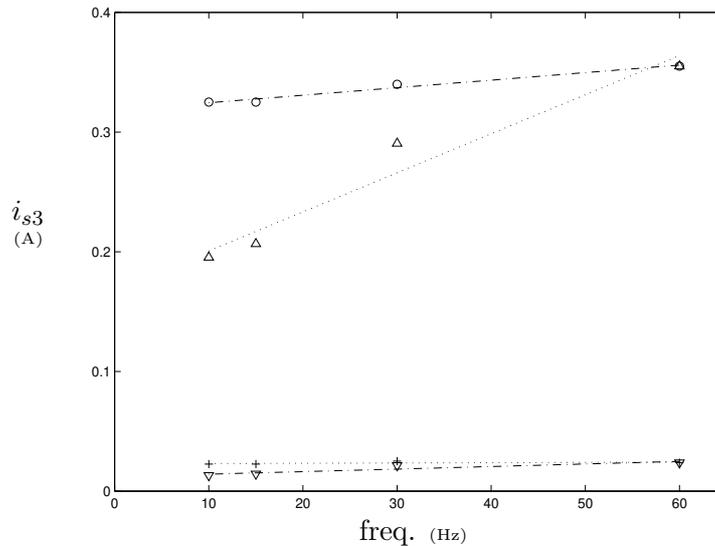


Figura 4.8: Corrente de terceira harmônica *versus* frequência de acionamento para o motor operando com fluxo nominal (Δ sem compensação e o com a compensação) e metade do seu valor nominal (∇ sem compensação e + com a compensação).

No capítulo 2 foram descritos alguns métodos utilizados no controle escalar V/f para manter o fluxo de entreferro no seu valor nominal. Todos eles estão baseados na compensação da queda de tensão sobre a resistência de estator, de forma que a tensão de entreferro e, portanto a corrente de magnetização, se mantenha em seu valor para o fluxo de entreferro nominal. De forma análoga, o sistema da Figura 4.9 se propõe a manter a corrente de terceira harmônica em seu valor correspondente ao fluxo de entreferro nominal.

4.4 Restrições ao uso do método

Foi descrito para o estator em Y, seção 3.4, que a existência da saturação relativa ao fluxo de dispersão (ranhuras fechadas), saturação dos núcleos de estator e de rotor e o fato da fonte de tensão de alimentação conter terceira harmônica de tensão pode levar a erros na determinação do fluxo de entreferro.

Para o estator em Δ existe um fator adicional que é o fato do método ser sensível à resistência de estator. Portanto, além de uma compensação da queda de tensão sobre a resistência de estator, há a necessidade de atualizar o valor desta resistência, pois seu valor é função da temperatura e da frequência elétrica.

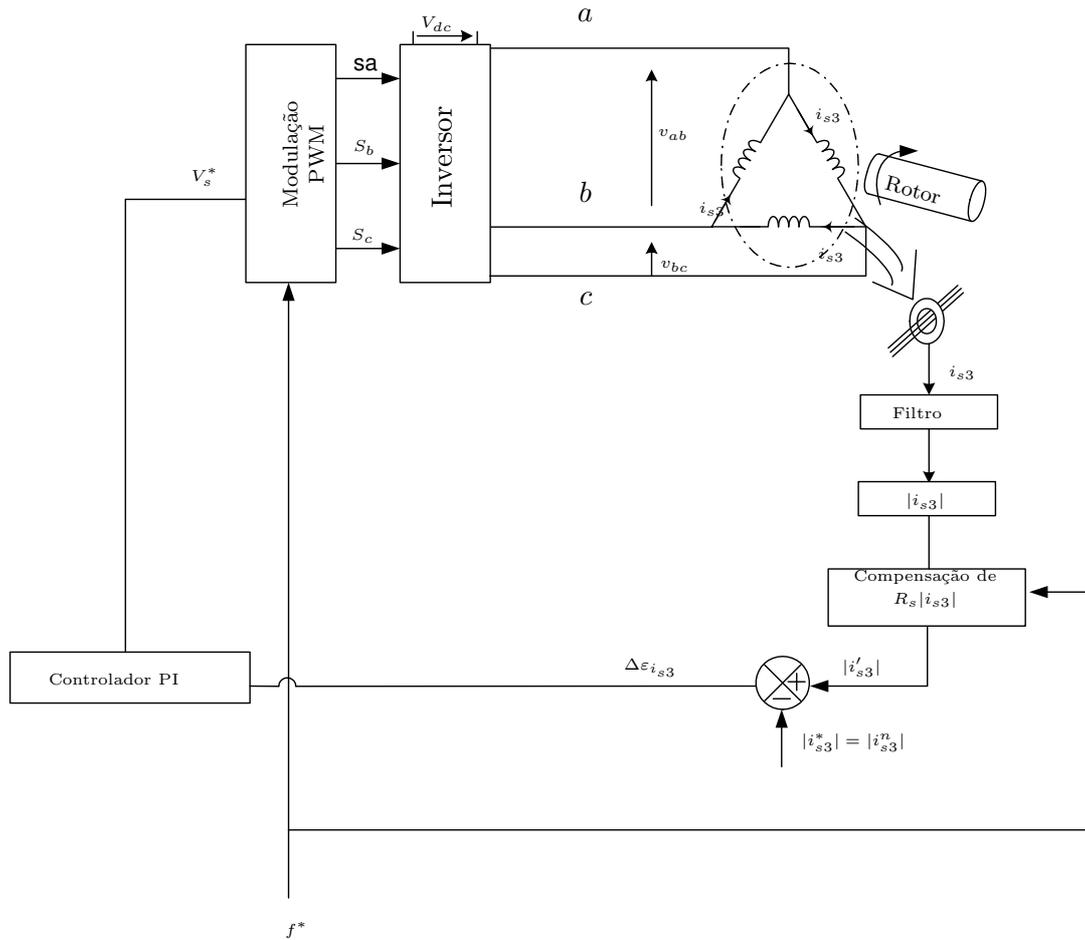


Figura 4.9: Sistema para controle da magnitude do componente fundamental do fluxo de entreferro.

4.5 Conclusões do capítulo

Além da necessidade da alimentação de tensões trifásicas equilibradas, o método, para o caso Δ , tem sua performance dependente dos parâmetros elétricos do motor, em especial do valor da resistência de estator. Especificamente, no caso do controle escalar V/f , a utilização das correntes de terceira harmônica circulantes nas fases do Δ não oferece nenhum benefício adicional às técnicas de compensação tradicionalmente usadas no controle escalar V/f . Ainda que a técnica de compensação seja simples e eficiente, o desempenho do acionamento elétrico depende do conhecimento da magnitude da resistência do estator (que varia com a temperatura e frequência elétrica), tornando o sistema mais complexo. Há o inconveniente do método ser viável apenas para os motores que permitam o acesso aos enrolamentos de fase do estator, o que pode não ocorrer nos motores comerciais.

Deve-se salientar que como o motor utilizado nos testes é de baixa potência o valor da resistência de estator, em comparação às reatâncias indutivas, é da mesma ordem de grandeza. Entretanto, em motores de grande potência, a magnitude das resistências de estator é significativamente menor que as reatâncias. Dessa forma, é possível que o método seja mais preciso nestes motores. Contudo, os motores de grande porte geralmente tem suas conexões de estator ligadas em Y.

CAPÍTULO 5

Conclusões finais e Sugestões para trabalhos futuros

5.1 Conclusões

Neste trabalho foi realizado um estudo da estimação do fluxo de entreferro a partir da observação da terceira harmônica de tensão, para motores de indução trifásicos com enrolamentos de estator conectados em Y, e da terceira harmônica de corrente, para as conexões de estator em Δ .

Os teste feitos com os enrolamentos de estator conectado em Y evidenciaram a potencialidade e a simplicidade da implementação da estratégia do controle escalar V/f via terceira harmônica de tensão para determinação do fluxo de entreferro, mostrando-se ser uma alternativa aos métodos escalares convencionais. Em particular, o fato da estimação ser realizada de forma simples, apenas com a medição, e posterior soma, das tensões terminais de fase do estator, tendo como principal atrativo a independência dos parâmetros elétricos do motor, torna o método bastante robusto. Além do mais, sua implementação não demandaria um esforço computacional elevado, podendo ser realizado com o uso de microcontroladores.

Para o estator conectado em Δ , não se aplica à estimação do fluxo de entreferro via terceira harmônica de tensão medida diretamente, como nas conexões de estator em Y. Utiliza-se a medição das correntes de terceira harmônica nas fases do Δ , como forma de

estimar o componente fundamental do fluxo. Dado que a amplitude da terceira harmônica de tensão é diretamente proporcional à frequência elétrica e que impedância do estator não o é, tem-se uma relação não-linear entre v_{s3} e i_{s3} , para frequência variável. Para que esta relação seja linear e, com isto, seja obtida a curva de magnetização $i_{s3} - \psi_{m1}$ de maneira semelhante àquela do estator em Y ($\psi_{m3} - \psi_{m1}$), é realizada uma compensação da queda de tensão sobre a resistência de estator. Entretanto, a precisão desta compensação é fortemente dependente do valor da resistência, que varia com a temperatura e com a frequência de alimentação. Portanto, a precisão da estimação do fluxo de entreferro, via terceira harmônica de corrente, é dependente da precisão da estimação da magnitude da resistência de estator.

Ainda para as conexões de estator em Δ , tem-se que ter acesso aos enrolamentos das fases do estator. Entretanto, nem sempre este acesso é possível em máquinas comerciais, tornando a utilização do método inviável nestes motores.

Outro fato a ser destacado, tanto para as conexões Y quanto em Δ , é a possibilidade da existência de outras fontes de tensão de terceira harmônica de fluxo, que podem ser causadas devido ao fato da máquina possuir ranhuras fechadas, como pode ser o caso dos motores de indução com rotor em gaiola de esquilo. Dessa forma, o comportamento não linear da indutância de dispersão do rotor pode influenciar, modificando tanto a fase e quanto a magnitude, da terceira harmônica de tensão. Outro problema pode ocorrer caso a fonte de alimentação apresente o componente de terceira harmônica, pois nesse caso a tensão medida nos terminais do estator não é exclusivamente devida à saturação magnética. Dessa forma, a terceira harmônica de tensão medida nos terminais não poderia ser associada diretamente ao fluxo de entreferro. No caso do Δ , ter-se-ia que as correntes de terceira harmônica não poderiam ser relacionadas com v_{s3} e, portanto, com o componente fundamental do fluxo de entreferro.

5.2 Sugestões para trabalhos futuros

As principais sugestões são:

- Implementação digital do controle escalar V/f , via monitoramento da magnitude da terceira harmônica de tensão (para motores com conexão de estator em Y), para obtenção do fluxo de entreferro constante;

- Obtenção de um modelo matemático mais apurado para os enrolamentos de estator conectados em Δ ;
- Implementação do controle escalar V/f , via monitoramento da terceira harmônica de corrente (para motores com conexões de estator em Δ) para obtenção do fluxo de entreferro constante;

APÊNDICE A

Dados do motor de indução

- Tensão nominal: $V_n=220/380$ V
- Corrente nominal: $I_n=8,40/4,86$ A
- Frequência nominal: $f_n= 60$ Hz
- Potência nominal: 3 HP
- Números de pólos: $P=4$
- Resistência de estator: $R_s = 2,229\Omega$ (frio); $R_s = 2,7\Omega$ (quente)
- Resistência de rotor (gaiola de esquilo): $R_r = 1,522\Omega$
- Indutância de magnetização: $L_m=0,23848$ H
- Indutância de dispersão de estator: $L_{ls}=0,00632$ H
- Indutância de dispersão de rotor: $L_{lr}=0,01123$ H
- Momento de inércia: $J=0.0058$ Kg.m²

APÊNDICE B

Filtragem

O sinal de terceira harmônica resultante da soma das tensões das fases do motor de indução é modulado por componentes de alta frequência devido a velocidade relativa entre o fluxo de entreferro e o estator/rotor. Outro inconveniente é que o espectro da terceira harmônica apresenta também a presença da frequência de chaveamento do inversor. Para se obter um sinal de terceira harmônica limpo é necessário filtrá-lo. Ainda que o sinal de terceira harmônica fosse livre de espúrios uma filtragem *anti-aliasing* seria necessária. Aqui o filtro utilizado já cumpre esta função. No presente trabalho, o filtro utilizado foi o de Butterworth passa-baixa de 4^a ordem, com frequência de corte em 400 Hz.

O sinal filtrado é o da saída dos sensores de efeito Hall, que diminuem a tensão primária em 25 vezes e geram uma corrente (de alguns miliamperes) proporcional a tensão primária. Para evitar que ruídos atrapalhassem a medição das tensões e correntes da máquina, foi feito um filtro ativo com amplificadores operacionais (Pertence Júnior, 1996, págs. 64-67).

Os filtros ativos de ordem superior a segunda geralmente são obtidos pela associação em cascata de filtros de primeira e/ou de segunda ordem. Assim, pode-se obter um filtro de 4^a passa-baixa pela associação de dois estágios de 2^a, conforme a Figura B.1, com a frequência de corte sintonizada em 400 Hz.

O estágio de 2^a ordem usado para a formação do filtro de 4^a ordem é mostrado na Figura B.2.

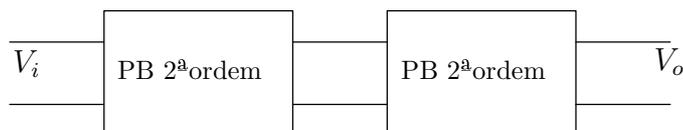


Figura B.1: Filtros passa-baixa de 4^a ordem.

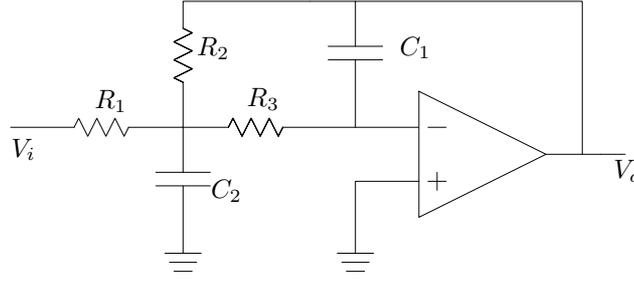


Figura B.2: Filtro ativo de 2^a.

Para se obter o filtro desejado deve-se escolher em primeiro lugar o ganho K , sendo

$$K = -\frac{R_2}{R_1} \quad (\text{B.1})$$

Pode-se notar que o filtro possui fase invertida. Caso as gradezas sejam tratadas fasorialmente o atraso da fase da terceira harmônica devido a filtragem deve ser levada em consideração, já que a posição da terceira harmônica auxilia na detecção da posição do fluxo de entreferro.

O passo seguinte é determinar o valor da capacitância C_2 . Assim

$$C_2 \approx \frac{10}{f_c} \quad (\text{B.2})$$

Sendo f_c a frequência de corte, no caso presente $f_c = 400$ Hz.

O outro capacitor pode então ser obtido

$$C_1 \leq \frac{a^2 C_2}{4b(K+1)} \quad (\text{B.3})$$

Os parâmetros a e b dependem da ordem do filtro e são encontrados em tabelas de livros especializados, por exemplo (Pertence Júnior, 1996, pág. 245). O valor de C_1 deve ser o maior possível, respeitando a equação B.3.

Agora basta calcular os valores das resistências R_1 , R_2 e R_3 , com as expressões

$$R_2 = \frac{2(K+1)}{[aC_2 + \sqrt{a^2 C_2^2 - 4bC_1 C_2 (K+1)}] \omega_c} \quad (\text{B.4})$$

$$R_1 = \frac{R_2}{K} \quad (\text{B.5})$$

$$R_3 = \frac{1}{bC_1 C_2 \omega^2 R_2} \quad (\text{B.6})$$

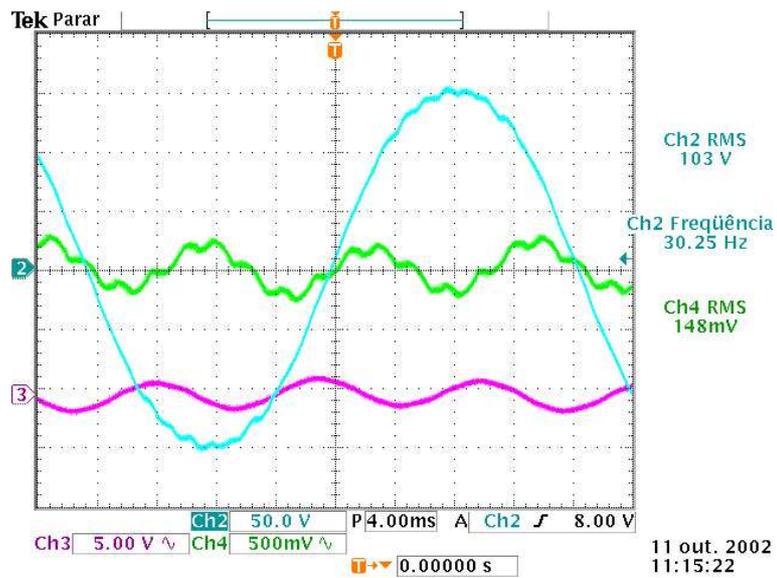


Figura B.3: Terceira harmônica filtrada.

A Figura B.3 mostra a tensão terminal, a terceira harmônica e finalmente a terceira harmônica depois de filtrada.

Referências Bibliográficas

- Abbondanti, A. (1977). Method of flux control in induction motors driven by variable frequency, variable voltage supplies., *IEEE Industrial Applications Society annual meeting*, pp. 177–184.
- Belmans, R., Cuypers, F., Vandenput, A. e Geysen, W. (1985). Circulation currents due to saturation in a delta connected asynchronous motor with squirrel cage, *Proceedings of the 20th University Power Engineering Conference*, Huddersfield, pp. 165–168.
- Blaschke, F. (1972). The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines, *Siemens Rev.* (39): 217–220.
- Chalmers, B. J. e Doggson, R. (1971). Waveshapes of flux density in polyphase induction motors under saturated conditions, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* **PAS-90**(2): 564–569.
- Choi, J.-S., Kim, S.-U., Lee, E.-J. e Kim, Y.-S. (1998). A sensorless vector control of the saturated induction motor using third harmonic voltages, *Proceedings of the 24th Annual Conference of IEEE (IECON'98)*, Industrial Electronics Society, Vol. 2, pp. 976–980.
- Covic, G. A. e Boys, J. T. (1988). An intelligent constant-flux ac drive, *Power Electronic and Variable-Speed Drives - Third International Conference on*, pp. 370–373.
- Covic, G. A. e Boys, J. T. (1990). An improved ac drive using a third harmonic flux estimator, *Power Electronic and Variable-Speed Drives - Fourth International Conference on*, pp. 370–375.
- Covic, G. A. e Boys, J. T. (1992). Operating restrictions for third harmonic control of flux in induction machines, *Electronics Power Applications, IEE Proceedings-B* **139**(6): 485–496.

- Green, T. C. e Williams, B. W. (1989). Steady-state control of an induction motor with compensation for thermal variation of winding resistance, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 432–437.
- Hsu, J. S., Liou, S. P., Lin, B. T. e Weldon, W. F. (1991). Losses influence by third-harmonic flux in induction motors, *IEEE Transactions on energy Conversion* **6**(3): 461–468.
- Ishida, M. e Iwada, K. (1984). A new frequency detector of an induction motor utilising rotor slot harmonics, *IEEE Transactions on Industry Applications* **IA-20**(3): 575–582.
- Kisch, D. O. e Galan, N. (1993). A new direct rotor field oriented scheme, using the third harmonic component of the air gap flux, *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, Vol. 5, pp. 63–66.
- Kreindler, L., Moreira, J. C., Testa, A. e Lipo, T. A. (1994). Direct field orientation controller using the stator phase voltage third harmonic, *IEEE Transactions on Industry Applications* **30**(2): 441–447.
- Kreindler, L., Testa, A. e Lipo, T. A. (1993). Position sensorless synchronous reluctance motor drive using the stator phase voltage third harmonic, *IEEE Record of Power Electronic Specialist Conference*, Seattle, USA, pp. 679–686.
- Landim, R. P., Menezes, B. R., Oliveira, J. C. R., Aguirre, L. A. e Caminhas, W. M. (1998). Observador de fluxo para máquinas de indução utilizando uma rede neo-fuzzy-neuron-generalizada, *Anais do XII Congresso Brasileiro de Autmática*, Vol. 4, Uberlândia, Minas Gerais, Brasil, pp. 1307–1312.
- Lee, C. H. (1961). Saturation hermonics of polyphase induction machines, *AIEE Transactions* pp. 597–603.
- Pertence Júnior, A. (1996). *Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos: Teoria, Projeto, Aplicações e Laboratório*, 5ªedn, Makron Books do Brasil Ltda., São Paulo.
- Moreira, J. C. (1990). *A study of saturation harmonics with applications in induction motor drives*, Tese de doutorado, University of Winsconsin.
- Moreira, J. C., Blasco, V. e Lipo, T. (1989). Low cost efficiency maximizer for an induction motor drive, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 426–431.
- Moreira, J. C. e Lipo, T. (1990). Modelling of saturated ac machines including air gap flux harmonic components, *IEEE Transactions on Industry Applications* **28**(2): 343–349.

- Parma, G. G., Menezes, B. R., Braga, A. P., Oliveira, J. C. R. e Aguirre, L. A. (1998). Observador neural de fluxo estatórico com treinamento *on-line*, *Anais do XII Congresso Brasileiro de Autmática*, Vol. 4, Uberlândia, Minas Gerais, Brasil, pp. 1301–1306.
- Profumo, F., Griva, G., Pastorelli, M., Moreira, J. e Doncker, R. D. (1994). Universal field oriented controler based on air gap flux sensing via third harmonic stator voltage, *IEEE Transactions on Industry Applications* **30**(2): 448–455.
- Stefanovic, V. R. (1976). Static and dynamic characteristics of induction motors operating under constant airgap flux control, *IAS Annual Meeting-IEEE Industry Applications Society*, pp. 436–444.
- Takahashi, I. e Noguchi, T. (1986). A new quik-response and high-efficiency control strategy of an induction motor, *IEEE Transactions on Industry Applications* **IA-22**(5): 820–827.
- Vas, P. (1998). *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press.
- Vukosavic, S. N., Vuckovic, V. e Levi, E. (1990). On the possibilities to detect field orientation and amplitude in induction machine using saturation phenomena, *PEMC'90, of the 6th Conference on Power Electronics and Motion Control*, Vol. 2, Budapest, Hungary, pp. 552–555.
- Xu, X., Doncker, R. D. e Novotny, D. W. (1988). A stator flux oriented induction machine drives, *IEEE of Power Eletronic Specialist Conference*, pp. 85–91.