RODRIGO CUTRI

**MÉTODO DE EXTRAÇÃO EM TEMPO REAL DE SEQUÊNCIA
POSITIVA, NEGATIVA E/OU HARMÔNICOS**

SÃO PAULO

2008

RODRIGO CUTRI

**MÉTODO DE EXTRAÇÃO EM TEMPO REAL DE SEQÜÊNCIA
POSITIVA, NEGATIVA E/OU HARMÔNICOS**

**Tese apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de
São Paulo para obtenção do
Título de Doutor em Engenharia**

**Área de concentração :
Engenharia Elétrica**

**Orientador :
Prof. Dr. Lourenço Matakas Junior**

**SÃO PAULO
2008**

A Deus

A meus pais e

minha irmã

À minha noiva

**A todos que me apoiaram com
seus exemplos, gestos e
palavras.**

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, o Grande Arquiteto do Universo, por me guiar, concedendo forças para nunca desistir e fazendo-me perseverar acreditando sempre.

Agradeço a todos que colaboraram para que esta tese se realizasse, em especial meus pais, minha irmã e minha noiva (agora sim, poderemos nos casar). Agradeço a compreensão, a paciência e o carinho em todos os momentos.

Agradeço em especial ao professor Lourenço Matakas Jr. pelo companheirismo, pela dedicada orientação que contribuiu para que eu pudesse aprimorar minha forma de pensar, de expressar idéias e pesquisar problemas, descobrir suas causas, analisar e propor soluções. Desde o início do mestrado, são quase sete anos de encontros de idéias e orientações. Agradeço também aos professores Walter Kaiser e Wilson Komatsu pelas sugestões que colaboraram para o aperfeiçoamento deste trabalho.

Agradeço ao professor Sigmar Maurer Deckmann da UNICAMP que participou de minha banca de mestrado e cuja discussão técnica foi muito importante para o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço a Universidade de São Paulo e a Escola de Engenharia Mauá pela formação e apoio.

Aos professores Mário Pagliaricci, Nilson De Lucca e Jorge Janiszewski pelo exemplo, pela amizade, colaboração e incentivo em vários momentos desta pesquisa.

RESUMO

Harmônicos e desequilíbrios podem causar uma série de problemas a equipamentos conectados a rede elétrica. Este trabalho propõe um método de extração em tempo real das componentes de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos que não requer transformações de coordenadas ou filtragem de sinais. O método proposto é verificado via simulação numérica e implementado experimentalmente em um DSP. Como exemplos de aplicação apresentam-se: a simulação de um Filtro Ativo de Potência utilizando-se um conversor do tipo fonte de tensão operando em PWM e um Relé de Seqüência Negativa.

Palavras-chave: Engenharia Elétrica. Sistemas de Potência. Qualidade de Energia Elétrica. Sequências Positiva, Negativa e Zero.

ABSTRACT

Harmonics and unbalances cause several problems to equipments connected to AC mains. This work proposes a real time method to obtain the positive and negative sequence components and/or harmonics that requires no coordinate transformation neither signal filtering. Numerical simulation and experimental results are shown to validate the proposed method. As examples of application an Active Power Filter using a voltage source converter operating with PWM and an Negative Sequence Power Relay are presented.

Keywords: Electrical Engineering. Power Systems. Power Quality. Positive, Negative and Zero Sequence.

LISTAS DE FIGURAS

Fig. 1	- Diagrama de Blocos – Estrutura da Tese	21
Fig.2-1	- Diagrama de Blocos – Métodos de extração das seqüências positiva, negativa e/ou harmônicos	22
Fig. 2.1-1	- Vetor espacial $\vec{S}$, e os sistemas de coordenadas rst e $\alpha\beta$	23
Fig. 2.1.1-1	- Vetor $\vec{S}$ e sua trajetória (pontilhada)	25
Fig. 2.1.1-2	- Projeção do Vetor $\vec{S}$ no sistema $\alpha\beta$	26
Fig. 2.1.1-3	- Projeção no sistema $\alpha\beta$ do Vetor $\vec{S}_{1f}$ após a filtragem	27
Fig. 2.1.1-4	- Diagrama de Blocos do Método DTRVE (extração seqüência negativa)	29
Fig. 2.1.2-1	- Vetores em um sistema girante de referência	30
Fig. 2.1.2-2	- Vetores dos componentes fundamentais em um sistema fixo de referência	30
Fig. 2.1.2-3	- Vetores da componente fundamental representada em um sistema fixo e num sistema girante de referência	31
Fig. 2.1.2-4	- Diagrama de Blocos do Método RSP	32
Fig. 2.1.2-5	- Diagrama de Blocos do Método RNP	33
Fig. 2.2-1	- Diagrama de Blocos do Método Proposto	34
Fig. 3a	- Diagrama em blocos do algoritmo de extração da componente de seqüência positiva da fundamental	52
Fig. 3b	- Diagrama em blocos do algoritmo de extração da componente de seqüência negativa da fundamental	52
Fig. 3c	- Diagrama em blocos do algoritmo de extração da componente de seqüência negativa e harmônicos (extração total)	53
Fig. 3d	- Diagrama em blocos do algoritmo de extração dos harmônicos	53
Fig.4.1.1a	- Sinal distorcido simulado ($1^{\circ}+-, 3^{\circ}+-, 5^{\circ}+-$)	56
Fig.4.1.1b	- Sinal distorcido simulado ($1^{\circ}+-, 2^{\circ}+-, 4^{\circ}+-$)	56
Fig.4.1.2a	- Sinal distorcido experimentalmente gerado através de matriz de pontos pré-programada	56

	(1°+-,3°+-,5°+-)	
Fig.4.1.2b	- Sinal distorcido experimentalmente gerado através de matriz de pontos pré-programada	56
	(1°+-,2°+-,4°+-)	
Fig.4.1.3a	- Sinais extraídos – Método A (Simulação) - (1°-,5°+)	57
Fig.4.1.3b	- Sinais extraídos – Método A (Simulação) - (1°+-,2°+-,4°+-)	57
Fig.4.1.4a	- Sinais extraídos – Método A (Experimental) - (1°-,5°+)	57
Fig.4.1.4b	- Sinais extraídos – Método A (Experimental) - (1°+-,2°+-,4°+-)	57
Fig.4.1.5a	- Sinais extraídos – Método B (Simulação) - (1°-,3°+,5°-)	58
Fig.4.1.5b	- Sinais extraídos – Método B (Simulação) - (1°+-,2°+-,4°+-)	58
Fig.4.1.6a	- Sinais extraídos – Método B (Experimental) - (1°-,3°+,5°-)	58
Fig.4.1.6b	- Sinais extraídos – Método B (Experimental) - (1°+-,2°+-,4°+-)	58
Fig.4.1.7a	- Sinais extraídos – Método C (Simulação)) - (1°+,5°-)	59
Fig.4.1.7b	- Sinais extraídos – Método C (Simulação)) - (1°+-,2°+-,4°+-)	59
Fig.4.1.8a	- Sinais extraídos – Método C (Experimental)) - (1°+,5°-)	59
Fig.4.1.8b	- Sinais extraídos – Método C (Experimental)) - (1°+-,2°+-,4°+-)	59
Fig.4.1.9a	- Sinais extraídos – Método D (Simulação) - (1°+,3°-,5°+)	60
Fig.4.1.9b	- Sinais extraídos – Método D (Simulação) - (1°+-,2°+-,4°+-)	60
Fig.4.1.10a	- Sinais extraídos – Método D (Experimental) - (1°+,3°-,5°+)	60
Fig.4.1.10b	- Sinais extraídos – Método D (Experimental) - (1°+-,2°+-,4°+-)	60
Fig.4.1.11a	- Sinais extraídos – Método AB (Simulação) - (1°-)	61
Fig.4.1.11b	- Sinais extraídos – Método AB (Simulação) - (1°+-,2°+-,4°+-)	61

Fig.4.1.12a	- Sinais extraídos - Método AB (Experimental) - (1°-)	61
Fig.4.1.12b	- Sinais extraídos – Método AB (Experimental) - (1°+-,2°+-,4°+-)	61
Fig.4.1.13a	- Sinais extraídos – Método CD (Simulação) - (1°+)	62
Fig.4.1.13b	- Sinais extraídos – Método CD (Simulação) - (1°+-,2°+-,4°+-)	62
Fig.4.1.14a	- Sinais extraídos – Método CD (Experimental) - (1°+)	62
Fig.4.1.14b	- Sinais extraídos – Método CD (Experimental) - (1°+-,2°+-,4°+-)	62
Fig.4.1.15a	- Seqüências dos sinais extraídos – (Teórico – tabela I, cap.3)	63
Fig.4.1.16a	- Seqüências dos sinais extraídos – (Simulado)	63
Fig.4.1.17a	- Seqüências dos sinais extraídos – (Experimental)	63
Fig.4.1.15b	- Seqüências dos sinais extraídos – (Teórico – tabela II, cap.3)	64
Fig.4.1.16b	- Seqüências dos sinais extraídos – (Simulado)	64
Fig.4.1.17b	- Seqüências dos sinais extraídos – (Experimental)	64
Fig.4.2.1a	- Sinal distorcido para análise do transitório (Simulação)	66
Fig.4.2.1b	- Sinal distorcido para análise do transitório (Experimental)	66
Fig.4.2.2a	- Sinais extraídos – Método A (Simulação) – Análise Transitória	66
Fig.4.2.2b	- Sinais extraídos – Método A (Experimental) – Análise Transitória	66
Fig.4.2.3a	- Sinais extraídos – Método B (Simulação) – Análise Transitória	67
Fig.4.2.3b	- Sinais extraídos – Método B (Experimental) – Análise Transitória	67
Fig.4.2.4a	- Sinais extraídos – Método C (Simulação) – Análise Transitória	67
Fig.4.2.4b	- Sinais extraídos – Método C (Experimental) – Análise Transitória	67
Fig.4.2.5a	- Sinais extraídos – Método D (Simulação) – Análise Transitória	68
Fig.4.2.5b	- Sinais extraídos – Método D (Experimental) – Análise Transitória	68
Fig.4.2.6a	- Sinais extraídos – Método AB(Simulação) – Análise Transitória	68

Fig.4.2.6b	- Sinais extraídos – Método AB(Experimental) – Análise Transitória	68
Fig.4.2.7a	- Sinais extraídos – Método CD(Simulação) – Análise Transitória	69
Fig.4.2.7b	- Sinais extraídos – Método CD(Experimental) – Análise Transitória	69
Fig. 4.3.1a	- Operação A – Resposta em Freqüência para vários harmônicos (ímpares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase	72
Fig. 4.3.1b	- Operação A – Resposta em Freqüência para vários harmônicos (pares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase	73
Fig. 4.3.2a	- Operação B – Resposta em Freqüência para vários harmônicos (ímpares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase	74
Fig. 4.3.2b	- Operação B – Resposta em Freqüência para vários harmônicos (pares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase	75
Fig. 4.3.3a	- Operação C – Resposta em Freqüência para vários harmônicos (ímpares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase	76
Fig. 4.3.3b	- Operação C – Resposta em Freqüência para vários harmônicos (pares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase	77
Fig. 4.3.4a	- Operação D – Resposta em Freqüência para vários harmônicos (ímpares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase	78
Fig. 4.3.4b	- Operação D – Resposta em Freqüência para vários harmônicos (pares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase	79
Fig. 4.3.5a	- Operação AB – Resposta em Freqüência para vários harmônicos (ímpares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase	80
Fig. 4.3.5b	- Operação AB – Resposta em Freqüência para vários harmônicos (pares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase	81
Fig. 4.3.6a	- Operação CD – Resposta em Freqüência para vários harmônicos (ímpares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase	82
Fig. 4.3.6b	- Operação CD – Resposta em Freqüência para vários harmônicos (pares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase	83
Fig. 4.3.7a	- Operação AB – Resposta em Freqüência (PADRÃO ONS) para vários harmônicos (ímpares)	84

	e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase	
Fig. 4.3.7b	- Operação AB – Resposta em Freqüência (PADRÃO ONS) para vários harmônicos (pares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase	85
Fig. 5.1-1	– Diagrama em blocos do compensador ativo de desequilíbrios	88
Fig.5.1-2	- Diagrama em bloco mostrando o conversor e as malhas de controle de tensão no barramento CC e da corrente CA	89
Fig.5.1-3	- Filtro Ativo (Método A)	92
Fig.5.1-4	- Filtro Ativo (Método Compensação Total)	92
Fig.5.1-5	- Comportamento da malha de corrente (fase r) (Método A)	93
Fig.5.2-1	- Simulação Relé de Seqüência Negativa Comportamento da corrente da rede (gráfico superior) Comportamento do acionamento do relé (gráfico inferior)	95
Fig. 5.2-2	- Circuito do relé de seqüência negativa simulado (Circuito Geral)	96
Fig. 5.2-3	- Circuito do relé de seqüência negativa simulado (cálculo das seqüências positiva e negativa)	96
Fig. 5.2-4	- Circuito do relé de seqüência negativa simulado (cálculo das correntes eficazes)	96
Fig. 5.2-5	- Circuito do relé de seqüência negativa simulado (cálculo do grau de desequilíbrio e comparação com set-point)	97
Fig. AP-1	- Operação A - Resposta em Freqüência para vários harmônicos de seqüência zero.	106
Fig.B-1	- Circuito Teste do Buffer (Simulação)	108
Fig.B-2	- Sinais Bufferizados (Simulação)	109
Fig.B-3	- Diagrama de Blocos do ADMC-401	109
Fig.B-4	- Buffer digital	110
Fig. C-1	- Circuito-teste referente a todos os métodos	112
Fig. C-2	- Circuito simulado método A	113
Fig. C-3	- Circuito do filtro ativo simulado (compensador completo)	113
Fig. C-4a	- Conversor (parte 1)	114
Fig. C-4b	- Conversor (parte 2)	115
Fig. C-5	- Malha de tensão	115
Fig. C-6	- Malha de corrente	116

LISTAS DE TABELAS

Tabela I	- Ganho de amplitude (p.u.) e fase ($^{\circ}$) das operações A, B, C, D, AB, CD para harmônicas ímpares de sequência positiva e negativa.	37
Tabela II	- Ganho de amplitude (p.u.) e fase ($^{\circ}$) das operações A, B, C, D, AB, CD para harmônicas pares de sequência positiva e negativa.	38
Tabela III	- Quadro demonstrativo dos sinais extraídos – operação A	41
Tabela IV	- Quadro demonstrativo dos sinais extraídos – operação B	44
Tabela V	- Quadro demonstrativo dos sinais extraídos – operação A (com harmônicos)	46
Tabela VI	- Quadro demonstrativo dos sinais extraídos – operação B (com harmônicos)	50
Tabela VII	- Duração do Transitório em relação a um ciclo da fundamental (base 60Hz)	69
Tabela VIII	- Tempo de execução de cada método implementado no DSP ADM401	86
Tabela IX	- Quadro resumo das características adotadas referentes ao compensador para a simulação completa do sistema	90
Tabela X	- Ganho de amplitude (p.u.) e fase ($^{\circ}$) das operações A, B, C, D para harmônicas pares e ímpares de sequência zero.	105

LISTAS DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC	- Alternating current (Corrente alternada)
CC	- Corrente Contínua
CA	- Corrente Alternada
DSP	- Digital Signal Processor (Processador Digital de Sinais)
PLL	- Phase Locked Loop
DTRVE	- Método da Detecção em Tempo Real através de Vetores Espaciais
FPB	- Filtro Passa Baixa
FPA	- Filtro Passa Alta
PQ	- Método da Potência Ativa e Reativa Instantânea
RSP	- Método da Referência Síncrona Girante Positiva
RSN	- Método da Referência Síncrona Girante Negativa
DSNI	- Método da Injeção Direta de Seqüência Negativa
IRF	- Referência Instantânea de Filtragem - Instantaneous Filter Reference
VSI	- Voltage Source Inverter (Inversor tipo fonte de tensão)
PWM	- Pulse Width Modulation (Modulação em largura de pulso)
PCC	- Point of common coupling (Ponto de acoplamento comum)
PI	- Proporcional-Integral (Controlador)

LISTAS DE SÍMBOLOS

$s_r(t), s_s(t), s_t(t)$	sinais instantâneos no sistema rst
$s_0(t)$	sinal instantâneo de seqüência zero
$\vec{S}(t)$	vetor espacial associado as correntes instantâneas de um sistema trifásico
$S(t)$	módulo do sinal instantâneo associado ao sistema
$\theta(t)$	fase do sinal instantâneo associado ao sistema
S_p	valor de pico do sinal
$\vec{S}_1$	vetor espacial associado a fundamental do sinal instantâneo de um sistema trifásico
$S_1(t)$	módulo da fundamental de um sinal instantâneo associado ao sistema
$\vec{S}_{1f}$	vetor espacial associado ao sinal fundamental instantâneo filtrado
$\phi(t)$	fase da fundamental de um sinal instantâneo associado ao sistema
$\vec{S}_h$	vetor espacial associado aos harmônicos de um sinal instantâneo de um sistema trifásico
$S_h(t)$	módulo da harmônica de ordem h de um sinal instantâneo associado ao sistema
$\phi_h(t)$	fase da harmônica de ordem h um sinal instantâneo associado ao sistema
ω	velocidade angular da rede
h	ordem do harmônico
$\vec{S}_+$	vetor espacial associado a fundamental de seqüência positiva de um sinal de um sistema trifásico
$\vec{S}_-$	vetor espacial associado a fundamental de seqüência negativa de um sinal de um sistema trifásico

$\vec{S}_{h+}$	vetor espacial associado aos harmônicos de seqüência positiva de um sinal de um sistema trifásico
$\vec{S}_{h-}$	vetor espacial associado aos harmônicos de seqüência negativa de um sinal de um sistema trifásico
S_+	módulo do vetor espacial associado a fundamental de seqüência positiva de um sinal de um sistema trifásico
$\phi^+(t)$	fase da fundamental de um sinal instantâneo de seqüência positiva associado ao sistema
S_-	módulo do vetor espacial associado a fundamental de seqüência negativa de um sinal de um sistema trifásico
$\phi^-(t)$	fase da fundamental de um sinal instantâneo de seqüência negativa associado ao sistema
$\vec{r}, \vec{s}, \vec{t}$	vetores do sistema rst
$\vec{\alpha}, \vec{\beta}$	vetores do sistema $\alpha\beta$
$s_\alpha(t), s_\beta(t)$	sinais instantâneos no sistema $\alpha\beta$
S_{h+}	módulo do vetor espacial associado aos harmônicos de um sinal de seqüência positiva de um sistema trifásico
S_{h-}	módulo do vetor espacial associado aos harmônicos de um sinal de seqüência negativa de um sistema trifásico
ϕ^{h+}	fase do harmônico de seqüência positiva de ordem h
ϕ^{h-}	fase do harmônico de seqüência negativa de ordem h
ϕ_0^+	fase inicial da seqüência positiva da fundamental
ϕ_0^-	fase inicial da seqüência negativa da fundamental
φ	deslocamento da fase causado pelo filtro
$s_{\alpha f}(t), s_{\beta f}(t)$	sinais instantâneos filtrados no sistema $\alpha\beta$
$s_{\alpha f+}(t), s_{\beta f+}(t)$	parte real e parte imaginária dos sinais instantâneos filtrados de seqüência positiva da freqüência fundamental no sistema $\alpha\beta$

$s_{\alpha f}(t), s_{\beta f}(t)$	parte real e parte imaginária dos sinais instantâneos filtrados de seqüência negativa da freqüência fundamental no sistema $\alpha\beta$
$s_{\alpha f90}(t), s_{\beta f90}(t)$	parte real e parte imaginária dos sinais instantâneos filtrados no sistema $\alpha\beta$ e rotacionadas de $-\pi/2$
$s_{\alpha+}(t), s_{\beta+}(t)$	parte real e parte imaginária dos sinais instantâneos de seqüência positiva com a defasagem corrigida
$s_{\alpha-}(t), s_{\beta-}(t)$	parte real e parte imaginária dos sinais instantâneos de seqüência negativa com a defasagem corrigida
ωt	ângulo variante no tempo que representa a posição angular do eixo girante
$s_{ref_r-}(t), s_{ref_s-}(t), s_{ref_t-}(t)$	sinais instantâneos de referência
p, q	potências ativa e reativa instantâneas
$\bar{p}, \bar{q}$	parte constante das potências ativa e reativa instantâneas
$\tilde{p}, \tilde{q}$	parte oscilatória das potências ativa e reativa instantâneas
p_c, q_c	potências relativas a perturbações
$i_r(t), i_s(t), i_t(t)$	correntes instantâneas no sistema rst
$v_r(t), v_s(t), v_t(t)$	tensões instantâneas no sistema rst
$i_{\alpha}(t), i_{\beta}(t)$	correntes instantâneas no sistema $\alpha\beta$
$v_{\alpha}(t), v_{\beta}(t)$	tensões instantâneas no sistema $\alpha\beta$
ψ	ângulo qualquer em radianos
$\vec{d}, \vec{q}$	vetores do sistema dq
$s_d(t), s_q(t)$	sinais instantâneos no sistema dq
$\tilde{s}_d(t), \tilde{s}_q(t)$	parcelas oscilatórias dos sinais instantâneos no sistema dq
$\overline{s}_d(t), \overline{s}_q(t)$	parcelas médias dos sinais instantâneos no sistema dq
$s'_d(t), s'_q(t)$	sinais instantâneos no sistema d'q'
$\tilde{s}'_d(t), \tilde{s}'_q(t)$	parcelas oscilatórias dos sinais instantâneos no sistema d'q'
$\overline{s}'_d(t), \overline{s}'_q(t)$	parcelas médias dos sinais instantâneos no sistema d'q'

$\tilde{s}_{dn}(t), \tilde{s}_{qn}(t)$	parcelas oscilatórias dos sinais instantâneos de sequência negativa no sistema dq
$s_{\alpha c}(t), s_{\beta c}(t)$	parte real e parte imaginária dos sinais instantâneos de compensação
$V_{r_PLL}, V_{s_PLL}, V_{t_PLL}$	tensões instantâneas produzidas pelo PLL
$\dot{S}_{-}$	fasor do sinal de sequência negativa
$\dot{S}_{+}$	fasor do sinal de sequência positiva
$\dot{S}_0$	fasor do sinal de sequência nula
$\dot{S}_R, \dot{S}_S, \dot{S}_T$	fasores dos sinais de linha
M	matriz de conversão de valores no sistema rst para componentes simétricas
$\dot{S}_{ref_r-}, \dot{S}_{ref_s-}, \dot{S}_{ref_t-}$	fasores dos sinais de referência obtidos pelo método de extração
$s_{r0}(t), s_{s0}(t), s_{t0}(t)$	sinais instantâneos de sequência zero
$s_{r-}(t), s_{s-}(t), s_{t-}(t)$	sinais instantâneos de sequência negativa
$s_{r+}(t), s_{s+}(t), s_{t+}(t)$	sinais instantâneos de sequência positiva
$s_{r-90}(t), s_{s-90}(t), s_{t-90}(t)$	sinais instantâneos atrasados de $\pi/2$ no sistema rst
N	número de amostras por ciclo da rede
$s_{r60}(t), s_{s60}(t), s_{t60}(t)$	sinais instantâneos adiantados de $\pi/3$ no sistema rst
$s_{r-60}(t), s_{s-60}(t), s_{t-60}(t)$	sinais instantâneos atrasados de $\pi/3$ no sistema rst
$s_{rh}(t), s_{sh}(t)$ e $s_{th}(t)$	sinais instantâneos com harmônicas
n	número inteiro (0,1,2,...)
A B, C ou D	operação de extração
Ibalanceada	correntes de linha da rede balanceadas
I desbalanceada	correntes de linha da carga desbalanceadas
I compensação	correntes injetadas para compensação do desequilíbrio
I comp_ref	correntes de referência para compensação do desequilíbrio
$i_r(t), i_s(t), i_t(t)$	correntes instantâneas no sistema rst
$i_{ref_r-}(t), i_{ref_s-}(t), i_{ref_t-}(t)$	correntes instantâneas de referência

$i_{r-}(t), i_{s-}(t), i_{t-}(t)$	correntes instantâneas de seqüência negativa
$i_{rc}(t), i_{sc}(t), i_{tc}(t)$	correntes instantâneas da rede após a compensação
V_{dm}	tensão instantânea do capacitor do barramento CC
V_{Lr}, V_{Ls}, V_{Lt}	queda de tensão instantânea no indutor de acoplamento
$V_{c_ref_r}, V_{c_ref_s}, V_{c_ref_t}$	tensões instantâneas de referência
$i_{dc_r}, i_{dc_s}, i_{dc_t}$	correntes instantâneas de compensação para o regulador do barramento CC
V_{erro}	erro instantâneo de tensão no barramento CC
V_{d_ref}	tensão de referência do barramento CC
i_{ref_PI}	corrente instantânea de saída do controlador PI (malha de tensão)
$i_{r_injetada}, i_{s_injetada}, i_{t_injetada}$	correntes instantâneas injetadas pelo conversor
X	grau de desequilíbrio de corrente
$\dot{I}_{-}$	fasor da corrente de seqüência negativa
$\dot{I}_{+}$	fasor da corrente de seqüência positiva

SUMÁRIO

LISTA DE TABELAS

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

LISTA DE SÍMBOLOS

RESUMO

ABSTRACT

1	INTRODUÇÃO	20
2	MÉTODOS DE EXTRAÇÃO DE SEQUÊNCIA POSITIVA, NEGATIVA E/OU HARMÔNICOS	22
2.1	Métodos baseados na teoria de vetores espaciais	23
2.1.1	Sistema de referência fixa	25
2.1.1.1	Método de detecção em tempo real através de vetores espaciais (DTRVE)	25
2.1.2	Sistema de Referência girante	29
2.2	Método baseado na teoria da decomposição em sequência negativa, positiva e zero (Método Proposto)	34
3	MÉTODO PROPOSTO DE EXTRAÇÃO	35

3.1 Demonstração matemática da operação A aplicada a um sinal senoidal e periódico qualquer	39
3.2 Demonstração matemática da operação B aplicada a um sinal senoidal e periódico qualquer	41
3.3 Demonstração matemática das operações aplicadas a um sinal com conteúdo harmônico	45
3.3.1 Demonstração matemática da operação A aplicada a um sinal com conteúdo harmônico	45
3.3.2 Demonstração matemática da operação B aplicada a um sinal com conteúdo harmônico	48
3.4 Estratégias para separar os distúrbios individualmente	52
4 SIMULAÇÃO NUMÉRICA E IMPLEMENTAÇÃO EM DSP DO ALGORITMO DE EXTRAÇÃO PROPOSTO	54
4.1 Resposta em Regime	55
4.2 Resposta Transitória	65
4.3 Influências da variação da frequência da rede	70
4.4 Tempos de execução	86
4.5 Observações gerais	86
5 APLICAÇÕES DO EXTRATOR	87
5.1 Exemplo de aplicação do extrator - simulação de um filtro ativo de potência	87
5.2 Exemplo de aplicação do extrator - simulação de um relé de sequência negativa	94
6 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA A CONTINUIDADE DO TRABALHO	98
LISTA DE REFERÊNCIAS	99
APÊNDICE A – MÉTODO PROPOSTO DE EXTRAÇÃO APLICADO A UM SINAL COM SEQUÊNCIA ZERO	103
AP.1 Demonstração matemática da operação A aplicada a um sinal contendo sequência zero	104
AP.2 Demonstração matemática da operação B aplicada a um sinal contendo sequência zero	104
AP.3 Resposta em regime	105

AP.4 Análise da influência da frequência do sinal de sequência zero	106
APÊNDICE B – IMPLEMENTAÇÃO DO BUFFER	108
APÊNDICE C – CIRCUITOS SIMULADOS	111

1 INTRODUÇÃO

Apresentam-se as conseqüências da operação do sistema elétrico contendo cargas desbalanceadas com correntes distorcidas e os objetivos desta tese.

Distorções e desequilíbrios nas correntes que circulam pela rede elétrica provocam diversos efeitos negativos na mesma. Equipamentos eletrônicos alimentados por retificadores a diodos e tiristores (aplicações em eletrodomésticos, *drivers* de motores, reatores eletrônicos para iluminação, fornos de indução etc.), por exemplo, têm comportamento não linear, drenando correntes distorcidas da rede elétrica, mesmo quando alimentados por tensão perfeitamente senoidal. Os efeitos negativos destes harmônicos de corrente são notados no sobreaquecimento de dispositivos elétricos (máquinas rotativas, transformadores e capacitores de correção de fator de potência) e distorções na forma senoidal da tensão de fornecimento, o que pode prejudicar o funcionamento de circuitos mais sensíveis. Tensões desequilibradas provocadas por cargas desbalanceadas causam efeitos indesejáveis como perdas adicionais em motores e geradores com evidente redução na vida útil desses equipamentos, atuação da proteção contra sobrecarga provocada pela circulação de correntes de sequência negativa em motores de indução, aumento da ondulação (“ripple”) na tensão de saída dos retificadores e saturação de transformadores (IEEE 519-1992), (Penteado Jr., 1985), (Robba et al., 1996), (Watanabe; Aredes, 1998), (Senini; Wolfs, 2000) e (Senini; Wolfs, 2002).

A detecção em tempo real de desequilíbrios e harmônicos, de tensão ou de corrente é exigida em aplicações ligadas à compensação ativa de perturbações e relés de proteção. Uma breve descrição das estratégias mais conhecidas para a extração de harmônicos e/ou desequilíbrios é apresentada no capítulo 2.

Baseado no trabalho anteriormente desenvolvido por (Cutri, 2004), (Cutri; Matakas Jr., 2004), propõe-se (cap. 3) um algoritmo (Referência Instantânea de Filtragem - Instantaneous Filter Reference - IFR) baseado na teoria de componentes simétricas que não requer nenhuma transformação de base nem filtragem do sinal e apenas utiliza

cálculos algébricos. Esta nova abordagem permite obter apenas a sequência positiva ou negativa da componente fundamental e/ou os harmônicos presentes no sinal. A validação experimental do algoritmo proposto é apresentada no capítulo 4.

Uma breve explanação sobre as possíveis aplicações do algoritmo proposto é apresentada no capítulo 5. Para ilustrar as possíveis aplicações, as simulações de um Filtro Ativo de Potência e de um Relé de Proteção são apresentadas respectivamente nas seções 5.1 e 5.2. Um diagrama de blocos explicitando a estrutura desta tese é apresentado na Fig.1.

ESTRUTURA DA TESE – DIAGRAMA DE BLOCOS

Fig.1 - Diagrama de Blocos – Estrutura da Tese

2 MÉTODOS DE EXTRAÇÃO DE SEQÜÊNCIA POSITIVA, NEGATIVA E/OU HARMÔNICOS

Os métodos de extração de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos disponíveis na literatura são agrupados segundo suas características comuns e têm suas notações uniformizadas.

Muitas estratégias foram desenvolvidas para a extração de harmônicos e/ou desequilíbrios¹, destacando-se: referência síncrona positiva (RSP) e referência síncrona negativa (RSN) (Hafner et al., 1997), (Choi et al., 2000) e (Senini; Wolfs, 2000), a detecção através de vetores espaciais (DTRVE) (Zhang; Xu, 2001) e a injeção direta de seqüência negativa (DSNI) (Cutri; Matakas Jr., 2003).

Um estudo comparativo entres estas estratégias é apresentado em (Cutri, 2004).

Neste capítulo apresenta-se uma breve descrição das estratégias mais conhecidas agrupadas de acordo com a Fig.2-1.

Fig.2-1 - Diagrama de Blocos – Métodos de extração das seqüências positiva, negativa e/ou harmônicos.

¹ O Método das potências ativa e reativa instantâneas (PQ) (Akagi et al, 1984), (Akagi; Nabae, 1993) e (Watanabe; Aredes, 1998) não será incluído nesta seleção pois não permite a separação de harmônicos e seqüências positiva e negativa.

2.1 Métodos baseados na teoria de vetores espaciais

A Teoria de Vetores Espaciais é adequada para o tratamento matemático de valores instantâneos de tensões e correntes em circuitos trifásicos:

Segundo (Ferrero et al. ,1993), (Robba et al., 1996), (Matakas Jr. ,1998) e (Watanabe; Aredes, 1998), um terno de sinais instantâneos $s_r(t)$, $s_s(t)$, $s_t(t)$, de um sistema trifásico a três fios pode ser associado a um vetor espacial $\vec{S}$ no plano $\alpha\beta$ (Fig. 2.1-1), de acordo com a eq.(2.1-1). Mostra-se pela Fig. 2.1-1 e pela eq.(2.1-1) que o vetor $\vec{S}$ pode ser escrito tanto como uma combinação linear dos vetores $\vec{r}, \vec{s}, \vec{t}$, como dos vetores $\vec{\alpha}, \vec{\beta}$. Os vetores $\vec{r}, \vec{s}, \vec{t}$ são igualmente defasados de 120° e não constituem uma base.

Fig. 2.1-1 – Vetor espacial $\vec{S}$, e os sistemas de coordenadas rst e $\alpha\beta$

$$\vec{S} = \frac{2}{3} \cdot (s_r(t) \cdot \vec{r} + s_s(t) \cdot \vec{s} + s_t(t) \cdot \vec{t}) = s_\alpha(t) \cdot \vec{\alpha} + s_\beta(t) \cdot \vec{\beta} \quad (2.1-1)$$

Neste desenvolvimento, não serão consideradas as componentes de sequência zero dos sinais, sendo a soma dos sinais instantâneos dadas pela eq.(2.1-2).

$$s_r(t) + s_s(t) + s_t(t) = 0 \quad (2.1-2)$$

A transformação de coordenadas do sistema rst ($s_r(t)$, $s_s(t)$, $s_t(t)$) para o sistema $\alpha\beta$ ($s_\alpha(t)$, $s_\beta(t)$), também conhecida como transformada de Clarke (Clarke ,1943), é uma transformação algébrica de um sistema trifásico em um sistema de referência

estacionário onde se passa a trabalhar apenas com duas variáveis (sistema $\alpha\beta$), o que proporciona menor complexidade no tratamento das variáveis do sistema.

A relação entre os coeficientes $s_\alpha(t)$ e $s_\beta(t)$ e $s_r(t), s_s(t), s_t(t)$ dos sistemas $\alpha\beta$ e rst respectivamente é definida pela eq.(2.1-3).

$$\begin{bmatrix} s_\alpha(t) \\ s_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_r(t) \\ s_s(t) \\ s_t(t) \end{bmatrix} \quad (2.1-3)$$

Mostra-se que $s_r(t) + s_0(t), s_s(t) + s_0(t)$ e $s_t(t) + s_0(t)$ também representam o mesmo vetor $\vec{S}$. Por este motivo, a anti-transformada, ou seja, o retorno dos valores expressos no sistema $\alpha\beta$ para o sistema rst possui infinitas soluções. Para o caso particular da eq.(2.1-2), ou seja, seqüência zero nula, a antitransformada é dada pela eq.(2.1-4).

$$\begin{bmatrix} s_r(t) \\ s_s(t) \\ s_t(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_\alpha(t) \\ s_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (2.1-4)$$

O lugar geométrico do vetor $\vec{S}$ gerado por um conjunto de sinais trifásicos senoidais e equilibrados com valor de pico S_p é um círculo com raio S_p . Adota-se que os sinais de seqüência positiva produzem um vetor $\vec{S}$ que gira no sentido anti-horário e os sinais de seqüência negativa produzem um vetor no sentido oposto.

Além da notação vetorial, como apresentado, tem-se a notação complexa onde os eixos α e β correspondem aos eixos real e imaginário do plano complexo. O vetor $\vec{S}$ passa a ser representado pela eq.(2.1-5).

$$\vec{S} = \frac{2}{3} \cdot (s_r(t) \cdot 1 + s_s(t) \cdot e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} + s_t(t) \cdot e^{-j \cdot \frac{2\pi}{3}}) = s_\alpha(t) + j \cdot s_\beta(t) = S(t) \cdot e^{j \cdot \theta(t)} = S(t) \angle \theta(t) \quad (2.1-5)$$

2.1.1 Sistema de referência fixa

2.1.1.1 Método de detecção em tempo real através de vetores espaciais (DTRVE)

Em (Zhang; Xu, 2001), para uma sinal genérico com harmônicos e desequilíbrios, associam-se os sinais $s_r(t)$, $s_s(t)$, $s_t(t)$ a um vetor espacial instantâneo $\vec{S}(t)$, em um sistema de referência fixo ($\alpha\beta$), utilizando-se a eq.(2.1-5).

O vetor $\vec{S}(t)$ é descrito na notação complexa por $\vec{S} = S(t)\overline{\theta(t)}$, com $S(t)$ e $\theta(t)$ variantes no tempo, de modo que $\vec{S}(t)$ percorra um percurso arbitrário, conforme mostrado a seguir na Fig.2.1.1-1. Na notação complexa, o eixo α corresponde à parte real e o eixo β à parte imaginária.

Fig. 2.1.1-1 – Vetor $\vec{S}$ e sua trajetória (pontilhada)

O vetor $\vec{S}$ pode ser decomposto em duas partes, $\vec{S}_1 = S_1(t)\overline{\phi(t)}$, correspondente aos componentes do sinal na frequência fundamental (Fig.2.1.1-1 em verde), e $\vec{S}_h = S_h(t)\overline{\phi_h(t)}$ que inclui todas as componentes harmônicas (Fig.2.1.1-1 em azul).

O vetor $\vec{S}_1(t)$ pode ainda ser decomposto nas parcelas $\vec{S}_+(t)$ e $\vec{S}_-(t)$, correspondentes aos componentes de seqüência positiva e negativa na freqüência fundamental, de acordo com a eq.(2.1.1-1).

$$\vec{S}_1(t) = \vec{S}_+(t) + \vec{S}_-(t) = S_+(t) \overline{\phi^+(t)} + S_-(t) \overline{\phi^-(t)} \quad (2.1.1-1)$$

onde

$$\phi^+(t) = \phi_0^+ + \omega.t \text{ e}$$

$$\phi^-(t) = \phi_0^- - \omega.t.$$

O método de (Zhang; Xu, 2001) permite o cálculo de $\vec{S}_+$ e $\vec{S}_-$, seguindo a seqüência abaixo descrita. Calcula-se inicialmente o vetor $\vec{S}$ a partir da eq.(2.1-5), decompondo-o nas projeções $s_\alpha(t)$ e $s_\beta(t)$ (Fig.2.1.1-2) conforme as eqs.(2.1.1-2) e (2.1.1-3).

$$s_\alpha(t) = S(t) \cdot \cos(\theta(t)) = S_+(t) \cdot \cos(\phi^+(t)) + S_-(t) \cdot \cos(\phi^-(t)) + \sum_2^\infty S_h(t) \cdot \cos(\phi^h(t)) \quad (2.1.1-2)$$

$$s_\beta(t) = S(t) \cdot \sin(\theta(t)) = S_+(t) \cdot \sin(\phi^+(t)) + S_-(t) \cdot \sin(\phi^-(t)) + \sum_2^\infty S_h(t) \cdot \sin(\phi^h(t)) \quad (2.1.1-3)$$

Fig. 2.1.1-2 – Projeção do Vetor $\vec{S}$ no sistema $\alpha\beta$

As parcelas $s_{\alpha}(t)$ e $s_{\beta}(t)$ são filtradas por dois filtros passa-baixas independentes (com ganho unitário (de modo a não alterar a amplitude dos sinais), e fase $(-\varphi)$ na frequência fundamental) eliminando-se as componentes harmônicas e introduzindo uma defasagem $(-\varphi)$ na componente do sinal de frequência fundamental conforme a Fig.2.1.1-3. Após a filtragem, os componentes $s_{\alpha f}(t)$ (parte real) e $s_{\beta f}(t)$ (parte imaginária) que contêm as componentes das seqüências positiva ($s_{\alpha f+}(t)$; $s_{\beta f+}(t)$) e negativa ($s_{\alpha f-}(t)$; $s_{\beta f-}(t)$) da frequência fundamental podem ser reescritas nas eqs.(2.1.1-4) e (2.1.1-5) respectivamente.

$$s_{\alpha f}(t) = S_+ \cdot \cos(\phi^+(t) - \varphi) + S_- \cdot \cos(\phi^-(t) - \varphi) = s_{\alpha f+}(t) + s_{\alpha f-}(t) \quad (2.1.1-4)$$

$$s_{\beta f}(t) = S_+ \cdot \sin(\phi^+(t) - \varphi) - S_- \cdot \sin(\phi^-(t) - \varphi) = s_{\beta f+}(t) + s_{\beta f-}(t) \quad (2.1.1-5)$$

Fig. 2.1.1-3 – Projeção no sistema $\alpha\beta$ do Vetor $\vec{S}_{1f}$ após a filtragem

Para separar as projeções das componentes de seqüência positiva ($s_{\alpha f+}(t)$; $s_{\beta f+}(t)$) e negativa ($s_{\alpha f-}(t)$; $s_{\beta f-}(t)$) de $s_{\alpha f}(t)$ e $s_{\beta f}(t)$, (Zhang; Xu, 2001) propõe criar um novo vetor ($s_{\alpha f90}(t)$; $s_{\beta f90}(t)$), obtido a partir do vetor original ($s_{\alpha f}(t)$; $s_{\beta f}(t)$), rotacionando-o de $-\pi/2$, o que resulta nas eqs.(2.1.1-6) e (2.1.1-7) respectivamente.

$$s_{\alpha f90}(t) = S_+ \cdot \cos(\phi^+(t) - \varphi - \frac{\pi}{2}) + S_- \cdot \cos(\phi^-(t) - \varphi - \frac{\pi}{2}) = S_+ \cdot \sin(\phi^+(t) - \varphi) + S_- \cdot \sin(\phi^-(t) - \varphi) \quad (2.1.1-6)$$

$$s_{\beta f90}(t) = S_+ \cdot \sin(\phi^+(t) - \varphi - \frac{\pi}{2}) - S_- \cdot \sin(\phi^-(t) - \varphi - \frac{\pi}{2}) = -S_+ \cdot \cos(\phi^+(t) - \varphi) + S_- \cdot \cos(\phi^-(t) - \varphi) \quad (2.1.1-7)$$

Os componentes desejados de seqüência positiva ($s_{\alpha f+}(t)$; $s_{\beta f+}(t)$) e negativa ($s_{\alpha f-}(t)$; $s_{\beta f-}(t)$) são obtidos a partir dos valores de ($s_{\alpha f}(t)$; $s_{\beta f}(t)$; $s_{\alpha f90}(t)$; $s_{\beta f90}(t)$) utilizando-se as eqs.(2.1.1-8), (2.1.1-9), (2.1.1-10) e (2.1.1-11).

$$s_{\alpha f+}(t) = \frac{(s_{\alpha f}(t) - s_{\beta f90}(t))}{2} \quad (2.1.1-8)$$

$$s_{\alpha f-}(t) = \frac{(s_{\alpha f}(t) + s_{\beta f90}(t))}{2} \quad (2.1.1-9)$$

$$s_{\beta f+}(t) = \frac{(s_{\beta f}(t) + s_{\alpha f90}(t))}{2} \quad (2.1.1-10)$$

$$s_{\beta f-}(t) = \frac{(s_{\beta f}(t) - s_{\alpha f90}(t))}{2} \quad (2.1.1-11)$$

Podem-se agrupar as eqs.(2.1.1-8), (2.1.1-9), (2.1.1-10) e (2.1.1-11) na matriz dada pela eq.(2.1.1-12).

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha f+}(t) \\ s_{\beta f+}(t) \\ s_{\alpha f-}(t) \\ s_{\beta f-}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha f90}(t) \\ s_{\beta f90}(t) \\ s_{\alpha f}(t) \\ s_{\beta f}(t) \end{bmatrix} \quad (2.1.1-12)$$

Para se corrigir o deslocamento da fase causado pelo filtro $(-\varphi)$, é necessário rotacionar-se os vetores ($s_{\alpha f+}(t)$; $s_{\beta f+}(t)$) e ($s_{\alpha f-}(t)$; $s_{\beta f-}(t)$) de acordo com o deslocamento (φ) , obtendo-se assim os valores dos componentes de seqüência positiva e negativa ($s_{\alpha+}(t)$; $s_{\beta+}(t)$; $s_{\alpha-}(t)$; $s_{\beta-}(t)$) respectivamente nas eqs.(2.1.1-13) e (2.1.1-14).

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha+}(t) \\ s_{\beta+}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha f+}(t) \\ s_{\beta f+}(t) \end{bmatrix} \quad (2.1.1-13)$$

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha-}(t) \\ s_{\beta-}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\alpha f-}(t) \\ s_{\beta f-}(t) \end{bmatrix} \quad (2.1.1-14)$$

Os sinais instantâneos de seqüência positiva e/ou negativa ($s_{ref_r-}(t)$, $s_{ref_s-}(t)$, $s_{ref_t-}(t)$) são obtidos pela eq.(2.1-4), substituindo-se os valores de $s_{\alpha}(t)$ por $s_{\alpha+}(t)$ ($s_{\alpha-}(t)$) e $s_{\beta}(t)$ por $s_{\beta+}(t)$ ($s_{\beta-}(t)$).

O diagrama de blocos do Método DTRVE mostrando a extração da seqüência negativa é apresentado na Fig. 2.1.1-4.

Fig. 2.1.1-4 – Diagrama de Blocos do Método DTRVE (extração seqüência negativa)

2.1.2 Sistema de referência girante

O método de referência girante positiva requer a mudança do sistema de coordenadas fixo $\alpha\beta$ (Seção 2.1) para o sistema de coordenadas girante dq. O sistema dq gira com velocidade ω de modo que o ângulo² entre os eixos α e d (β e q) tenha valor (ωt) . A transformação das coordenadas do vetor do sinal no sistema $\alpha\beta$ (sistema de referência fixo) para o sistema dq (sistema girante), também chamada Transformada de Park (Hafner et al., 1997), (Choi et al., 2000) e (Senini; Wolfs, 2000) é efetuada pelas eqs.(2.1-3) e (2.1.2-1) e observada na Fig. 2.1.2-1.

$$\begin{bmatrix} s_d(t) \\ s_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_\alpha(t) \\ s_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (2.1.2-1)$$

² Para simplificar a explanação considerou-se o ângulo entre os eixos α e d com valor “ ωt ”. Para uma abordagem mais geral deve-se considerá-lo como sendo “ $\omega t + \psi$ ”.

Fig. 2.1.2-1 - Vetores em um sistema girante de referência

Esse sistema está sendo rotacionado a uma velocidade constante em sincronismo com uma referência o que torna necessário um circuito de sincronismo do tipo PLL para a obtenção de (ωt) .

O vetor $\vec{S}$ pode ser descrito pela soma das componentes fundamental $\vec{S}_1$ e harmônicas $\vec{S}_h$ mostrado na Fig. 2.1.1-1. O vetor da componente fundamental do sinal analisado $\vec{S}_1$ pode ser descrito pela soma dos vetores $\vec{S}_+$ e $\vec{S}_-$ correspondentes aos componentes de seqüência positiva e negativa da fundamental do sinal. No sistema $\alpha\beta$, $\vec{S}_+$ tem velocidade angular ω , enquanto $\vec{S}_-$ tem velocidade angular $-\omega$ conforme a Fig.2.1.2-2.

Fig. 2.1.2-2 - Vetores dos componentes fundamentais em um sistema fixo de referência

No sistema de referência girante o vetor $\vec{S}_+$ de seqüência positiva permanece parado. Deste modo, as projeções de $\vec{S}_+$ nos eixos dq apresentam amplitude constante. No sistema dq o vetor $\vec{S}_-$ gira com velocidade angular “ -2ω ”, fazendo com que suas projeções nos eixos dq apresentem freqüência “ 2ω ”, conforme pode ser visto na Fig.2.1.2-3. Harmônicos de seqüência positiva de ordem h produzirão componentes no sistema dq com freqüência $(h-1)\omega$, enquanto que os de seqüência negativa terão freqüência $(h+1)\omega$. Assim, a parte oscilatória das coordenadas do vetor $\vec{S}$ no sistema dq é formada tanto por harmônicos como por componentes de seqüência negativa.

Fig. 2.1.2-3 - Vetores da componente fundamental representada em um sistema fixo e num sistema girante de referência

Portanto, no sistema dq o componente fundamental de seqüência positiva pode ser filtrado utilizando-se um filtro passa-baixa. A parte oscilatória $(\tilde{s}_d(t), \tilde{s}_q(t))$ corresponde aos harmônicos e seqüência negativa extraídos do sinal no sistema dq. A proximidade entre as freqüências da parcela associada à seqüência negativa (2ω) e das parcelas associadas aos harmônicos $((h \pm 1)\omega)$ nos sinais s_d e s_q , torna difícil sua separação pela filtragem. O diagrama de blocos do Método RSP mostrando a extração da seqüência negativa e harmônicos é apresentado na Fig. 2.1.2-4.

Fig. 2.1.2-4 – Diagrama de Blocos do Método RSP

(Hafner et al., 1997), (Choi et al., 2000) e (Senini; Wolfs, 2000) propõem utilizar uma estratégia semelhante à da referência girante positiva, para a extração da seqüência positiva de sinais distorcidas num método chamado de referência girante negativa (RSN). Neste método, após a extração do componente constante correspondente à seqüência positiva ($\overline{s_d}(t), \overline{s_q}(t)$), representa-se o vetor associado às variáveis oscilantes ($\tilde{s_d}(t), \tilde{s_q}(t)$) em um novo sistema d'q', que gira no sentido horário, com velocidade -2ω com relação ao sistema dq original, utilizando a eq.(2.1.2-2).

$$\begin{bmatrix} \tilde{s_d}'(t) \\ \tilde{s_q}'(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t) & \text{sen}(-2\omega t) \\ -\text{sen}(-2\omega t) & \cos(-2\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{s_d}(t) \\ -\tilde{s_q}(t) \end{bmatrix} \quad (2.1.2-2)$$

No sistema d'q', a componente de seqüência negativa da fundamental apresenta-se como um valor constante ($\overline{s_d}'(t), \overline{s_q}'(t)$) que pode ser isolado via um filtro passa-baixa. Os sinais no sistema rst ($s_{ref_r}(t), s_{ref_s}(t), s_{ref_t}(t)$) são obtidos através da eq.(2.1.2-2), (2.1.2-3) e (2.1-4) substituindo-se os valores de $\tilde{s_d}(t)$ por $\tilde{s_{dn}}(t)$, $\tilde{s_q}(t)$ por $\tilde{s_{qn}}(t)$, $s_\alpha(t)$ por $s_{\alpha c}(t)$ e $s_\beta(t)$ por $s_{\beta c}(t)$.

$$\begin{bmatrix} \tilde{s_{dn}}(t) \\ \tilde{s_{qn}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t) & -\text{sen}(-2\omega t) \\ \text{sen}(-2\omega t) & \cos(-2\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{s_d}'(t) \\ \overline{s_q}'(t) \end{bmatrix} \quad (2.1.2-2)$$

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha c}(t) \\ s_{\beta c}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{s}_d(t) \\ \tilde{s}_q(t) \end{bmatrix} \quad (2.1.2-3)$$

O diagrama de blocos do Método RNP mostrando a extração da sequência negativa é apresentado na Fig. 2.1.2-5.

Fig. 2.1.2-5 – Diagrama de Blocos do Método RNP

Uma variante do método de Referência Girante Positiva chamada de Referência Girante Positiva Modificada é apresentada em (Marques, 1998). Nela, o ângulo de referência para rotação do sistema é calculado utilizando diretamente os sinais no sistema rst. Não necessitando assim de um circuito de sincronismo. A velocidade da referência girante pode não ser mais constante. Ela varia instantaneamente dependendo da forma de onda do sistema de tensão trifásico.

O ângulo de referência (ωt) é variável no tempo segundo as eqs.(2.1.2-3), (2.1.2-4) e (2.1.2-5).

$$\begin{bmatrix} s_{\alpha}(t) \\ s_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_r(t) \\ s_s(t) \\ s_t(t) \end{bmatrix} \quad (2.1.2-3)$$

$$\cos(\omega t) = \frac{s_{\alpha}(t)}{\sqrt{s_{\alpha}^2(t) + s_{\beta}^2(t)}} \quad (2.1.2-4)$$

$$\sin(\omega t) = \frac{s_{\beta}(t)}{\sqrt{s_{\alpha}^2(t) + s_{\beta}^2(t)}} \quad (2.1.2-5)$$

(Marques, 1998) mostra que o método Referência Girante Positiva Modificada apresenta um desempenho idêntico ao método de Referência Girante Positiva se os sinais forem equilibrados e simétricos, no entanto o desempenho piora quando for distorcido ou desbalanceado, o que remete a necessidade de um circuito PLL.

2.2 Método baseado na teoria da decomposição em seqüência negativa, positiva e zero (Método Proposto)

A utilização deste método para a extração dos sinais instantâneos de seqüência positiva, negativa e harmônicos foi proposta inicialmente em (Cutri; Matakas Jr., 2003) baseando-se na teoria de componentes simétricos (Fortescue, 1918) e (Robba et al., 1996), no entanto a mesma não permitia a extração somente de desequilíbrios ou harmônicos separadamente. Nesta tese é proposto um aperfeiçoamento do método apresentado em (Deckmann, S.M.; Marafao, F.P., 2000), (Cutri; Matakas Jr., 2003) permitindo a extração somente das componentes de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos da fundamental. A extração é feita sem nenhuma transformação de sistema de coordenadas, operando-se diretamente com os sinais de linha medidos.

O diagrama de blocos do Método proposto é apresentado na Fig. 2.2-1.

Este método é descrito em detalhe no cap.3.

Fig. 2.2-1 – Diagrama de Blocos do Método Proposto

3 MÉTODO PROPOSTO DE EXTRAÇÃO

O método de extração proposto nesta tese é apresentado.

A eq.(3.1) calcula os fasores das componentes simétricas ($\dot{S}_0, \dot{S}_+, \dot{S}_-$) associadas a um terno de grandezas senoidais de fase (correntes ou tensões) ($\dot{S}_R, \dot{S}_S, \dot{S}_T$) (Fortescue, 1918) e (Robba et al., 1996).

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_0 \\ \dot{S}_+ \\ \dot{S}_- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1\sqrt{120^\circ} & 1\sqrt{-120^\circ} \\ 1 & 1\sqrt{-120^\circ} & 1\sqrt{120^\circ} \end{bmatrix}}_M \begin{bmatrix} \dot{S}_R \\ \dot{S}_S \\ \dot{S}_T \end{bmatrix} = \mathbf{M} \begin{bmatrix} \dot{S}_R \\ \dot{S}_S \\ \dot{S}_T \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Para se extraírem as componentes que causam desequilíbrio basta que se separem os fasores de seqüência negativa e zero. Os fasores de seqüência zero podem ser obtidos pela eq. (3.2) enquanto que os fasores de seqüência negativa podem ser obtidos pela eq.(3.3).

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{S}_R \\ \dot{S}_S \\ \dot{S}_T \end{bmatrix} \quad (3.2) \quad \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{S}_- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1\sqrt{-120^\circ} & 1\sqrt{120^\circ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{S}_R \\ \dot{S}_S \\ \dot{S}_T \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Para se obterem os fasores (seqüência negativa) extraídos na base rst basta multiplicar os fasores obtidos pela eq.(3.3) pela matriz inversa ($\mathbf{M}^{-1}$) da eq.(3.1), obtendo a eq.(3.4).

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_{ref_r-} \\ \dot{S}_{ref_s-} \\ \dot{S}_{ref_t-} \end{bmatrix} = \mathbf{M}^{-1} \cdot \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1\sqrt{-120^\circ} & 1\sqrt{120^\circ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{S}_R \\ \dot{S}_S \\ \dot{S}_T \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 1\sqrt{60^\circ} & 1\sqrt{-60^\circ} \\ 1\sqrt{-60^\circ} & -1 & 1\sqrt{60^\circ} \\ 1\sqrt{60^\circ} & 1\sqrt{-60^\circ} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{S}_R \\ \dot{S}_S \\ \dot{S}_T \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

A matriz complexa da eq.(3.4) pode ser reescrita em duas sub-matrizes: uma contendo os termos reais e outra contendo os termos imaginários multiplicados por -j conforme a eq.(3.5).

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_{ref_r-} \\ \dot{S}_{ref_s-} \\ \dot{S}_{ref_t-} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 & -1 \end{bmatrix} - j \cdot \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{S}_R \\ \dot{S}_S \\ \dot{S}_T \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Para operação em regime permanente senoidal (Deckmann, S.M.; Marafao, F.P., 2000), (Cutri; Matakas Jr., 2003), (Cutri, 2004), (Cutri; Matakas Jr., 2004), (Cutri; Matakas Jr., 2007) as equações (3.4) e (3.5) podem ser reescritas no domínio do tempo, resultando nas equações (3.6) e (3.7). O deslocamento de fase de 60° (-60°) ou -90° (90°) pode ser implementado pelo atraso no tempo do sinal original por um intervalo de tempo correspondente ao ângulo desejado na frequência fundamental. O atraso pode ser implementado armazenando-se um determinado número de amostras medidas. O atraso de 90° (sinais ($s_{r-90}(t)$, $s_{s-90}(t)$ e $s_{t-90}(t)$) pode ser implementado armazenando-se as últimas N/4 amostras medidas. O avanço de 90° pode ser obtido através da multiplicação dos sinais atrasados de 90° por -1. O atraso de 60° ($s_{r-60}(t)$, $s_{s-60}(t)$, $s_{t-60}(t)$) pode ser obtido armazenando-se as últimas N/6 amostras medidas. O avanço de 60° ($s_{r60}(t)$, $s_{s60}(t)$, $s_{t60}(t)$) pode ser obtido utilizando-se as últimas N/3 amostras medidas, equivalentes a um atraso de 120°, com sinal negativo, (N é igual ao número de amostras por ciclo da rede na frequência fundamental).

A transformação das relações fasoriais para o domínio do tempo são exatas para regime permanente senoidal, desde que a janela de N amostras esteja sincronizada com os sinais ($s_r(t)$, $s_s(t)$ e $s_t(t)$), onde a janela de amostras impõe um transitório para variações em degrau na amplitude ou fase dos sinais.

$$\begin{bmatrix} s_{r-}(t) \\ s_{s-}(t) \\ s_{t-}(t) \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_r(t) \\ s_s(t) \\ s_t(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{r60}(t) \\ s_{s60}(t) \\ s_{t60}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{r-60}(t) \\ s_{s-60}(t) \\ s_{t-60}(t) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} s_{r-}(t) \\ s_{s-}(t) \\ s_{t-}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_r(t) \\ s_s(t) \\ s_t(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{r-90}(t) \\ s_{s-90}(t) \\ s_{t-90}(t) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Método de extração em tempo real de sequência positiva, negativa e/ou harmônicos.

O mesmo raciocínio pode ser aplicado para calcular a seqüência positiva obtendo-se as equações (3.8) e (3.9).

$$\begin{bmatrix} s_{r+}(t) \\ s_{s+}(t) \\ s_{t+}(t) \end{bmatrix} = -\frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_r(t) \\ s_s(t) \\ s_t(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{r-60}(t) \\ s_{s-60}(t) \\ s_{t-60}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{r60}(t) \\ s_{s60}(t) \\ s_{t60}(t) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\begin{bmatrix} s_{r+}(t) \\ s_{s+}(t) \\ s_{t+}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} -1 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_r(t) \\ s_s(t) \\ s_t(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{r-90}(t) \\ s_{s-90}(t) \\ s_{t-90}(t) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

As operações definidas pelas equações (3.6), (3.7), (3.8) e (3.9) serão chamadas **A**, **B**, **C** e **D** respectivamente. As operações **A** e **B** apresentam o mesmo resultado para a freqüência fundamental, ou seja, extraem os sinais de seqüência negativa. O mesmo ocorre para as operações **C** e **D**, que extraem os sinais de seqüência positiva. Os quatro métodos foram originalmente desenvolvidos para a freqüência fundamental. As componentes harmônicas apresentarão comportamentos diferentes dependendo de sua ordem e seqüência, para as operações **A**, **B**, **C** ou **D**. A Tabela I e a Tabela II apresentam o ganho de amplitude e fase relativo ao uso das operações **A**, **B**, **C** e **D**, e suas aplicações em cascata (**AB**) e (**CD**) para seqüências positivas e negativas de harmônicas ímpares e pares respectivamente.

TABELA I – Ganho de amplitude (p.u.) e fase (graus) das operações A, B, C, D, AB, CD para harmônicas ímpares de seqüência positiva e negativa.

operação	A	B	C	D	AB	CD
1ºseq+	0	0	1 $\searrow$ 0°	1 $\searrow$ 0°	0	1 $\searrow$ 0°
1ºseq-	1 $\searrow$ 0°	1 $\searrow$ 0°	0	0	1 $\searrow$ 0°	0
3ºseq+	0	1 $\searrow$ 0°	0	0	0	0
3ºseq-	0	0	0	1 $\searrow$ 0°	0	0
5ºseq+	1 $\searrow$ 0°	0	0	1 $\searrow$ 0°	0	0
5ºseq-	0	1 $\searrow$ 0°	1 $\searrow$ 0°	0	0	0

TABELA II – Ganho de amplitude (p.u.) e fase (graus) das operações A, B, C, D, AB, CD para harmônicas pares de seqüência positiva e negativa.

Operação	A	B	C	D	AB	CD
2°seq+	$\frac{1}{3} \angle 0^\circ$	$\frac{7}{10} \angle 45^\circ$	$\frac{2}{3} \angle -60^\circ$	$\frac{7}{10} \angle -45^\circ$	$\frac{7}{30} \angle 45^\circ$	$\frac{14}{30} \angle -105^\circ$
2°seq-	$\frac{2}{3} \angle -60^\circ$	$\frac{7}{10} \angle -45^\circ$	$\frac{1}{3} \angle 0^\circ$	$\frac{7}{10} \angle 45^\circ$	$\frac{14}{30} \angle -105^\circ$	$\frac{7}{30} \angle 45^\circ$
4°seq+	$\frac{2}{3} \angle 60^\circ$	$\frac{7}{10} \angle -45^\circ$	$\frac{1}{3} \angle 0^\circ$	$\frac{7}{10} \angle 45^\circ$	$\frac{14}{30} \angle 15^\circ$	$\frac{7}{30} \angle 45^\circ$
4°seq-	$\frac{1}{3} \angle 0^\circ$	$\frac{7}{10} \angle 45^\circ$	$\frac{2}{3} \angle 60^\circ$	$\frac{7}{10} \angle -45^\circ$	$\frac{7}{30} \angle 45^\circ$	$\frac{14}{30} \angle 15^\circ$
6°seq+	$\frac{2}{3} \angle -60^\circ$	$\frac{7}{10} \angle 45^\circ$	$\frac{2}{3} \angle 60^\circ$	$\frac{7}{10} \angle -45^\circ$	$\frac{14}{30} \angle -15^\circ$	$\frac{14}{30} \angle 15^\circ$
6°seq-	$\frac{2}{3} \angle 60^\circ$	$\frac{7}{10} \angle -45^\circ$	$\frac{2}{3} \angle -60^\circ$	$\frac{7}{10} \angle 45^\circ$	$\frac{14}{30} \angle 15^\circ$	$\frac{14}{30} \angle -15^\circ$
8°seq+	$\frac{1}{3} \angle 0^\circ$	$\frac{7}{10} \angle -45^\circ$	$\frac{2}{3} \angle -60^\circ$	$\frac{7}{10} \angle 45^\circ$	$\frac{7}{30} \angle -45^\circ$	$\frac{14}{30} \angle -15^\circ$
8°seq-	$\frac{2}{3} \angle -60^\circ$	$\frac{7}{10} \angle 45^\circ$	$\frac{1}{3} \angle 0^\circ$	$\frac{7}{10} \angle -45^\circ$	$\frac{14}{30} \angle -15^\circ$	$\frac{7}{30} \angle -45^\circ$
10°seq+	$\frac{2}{3} \angle 60^\circ$	$\frac{7}{10} \angle 45^\circ$	$\frac{1}{3} \angle 0^\circ$	$\frac{7}{10} \angle -45^\circ$	$\frac{14}{30} \angle 105^\circ$	$\frac{7}{30} \angle -45^\circ$
10°seq-	$\frac{1}{3} \angle 0^\circ$	$\frac{7}{10} \angle -45^\circ$	$\frac{2}{3} \angle 60^\circ$	$\frac{7}{10} \angle 45^\circ$	$\frac{7}{30} \angle -45^\circ$	$\frac{14}{30} \angle 105^\circ$

Para harmônicos ímpares:

- a operação **A** apresenta o mesmo ganho para harmônicos de seqüência negativa de ordem $(1+6n)$ ($n=0,1,2,\dots$) e para harmônicos de seqüência positiva de ordem $(5+6n)$, apresentando ganho nulo para outras situações.

- a operação **C** apresenta o mesmo ganho para harmônicos de seqüência positiva de ordem $(1+6n)$ ($n=0,1,2,\dots$) e para harmônicos de seqüência negativa de ordem $(5+6n)$, apresentando ganho nulo para outras situações.

- a operação **B** apresenta o mesmo ganho para harmônicos de seqüência positiva de ordem $(3+4n)$ e seqüência negativa de ordem $(1+4n)$, apresentando ganho nulo para outras situações.

- a operação **D** apresenta o mesmo ganho para harmônicos de seqüência negativa de ordem $(3+4n)$ e seqüência positiva de ordem $(1+4n)$, apresentando ganho nulo para outras situações.

- a operação cascadeada **AB** apresenta o mesmo ganho para harmônicos de seqüência positiva de ordem $(11+12n)$ e seqüência negativa de ordem $(1+12n)$, apresentando ganho nulo para outras situações.

- a operação cascadeada **CD** apresenta o mesmo ganho para harmônicos de seqüência negativa de ordem $(11+12n)$ e seqüência positiva de ordem $(1+12n)$, apresentando ganho nulo para outras situações.

Método de extração em tempo real de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos.

Para harmônicos pares:

- as operações **A** e **C** apresentam o mesmo ganho para harmônicos de ordem $(2+6n)$, $(4+6n)$ e $(6+6n)$.
- as operações **B** e **D** apresentam o mesmo ganho para harmônicos de ordem $(2+4n)$ e $(4+4n)$.
- as operações cascadeadas (**AB**) e (**CD**) apresentam o mesmo ganho para harmônicos de ordem $(2+12n)$, $(4+12n)$, $(6+12n)$, $(8+12n)$, $(10+12n)$ e $(12+12n)$.

Para todas as operações, os harmônicos pares não são cancelados, mas apenas atenuados. Para obter uma atenuação maior as operações podem ser cascadeadas.

A demonstração matemática das operações **A**, **B**, **C** e **D** para um sinal contendo componentes de seqüência positiva e negativa da fundamental e para um sinal contendo componentes harmônicas de seqüência positiva e negativa é apresentada a seguir.

3.1 DEMONSTRAÇÃO MATEMÁTICA DA OPERAÇÃO “A” APLICADA A UM SINAL SENOIDAL E PERIÓDICO QUALQUER

Hipótese a ser provada: a eq.(3.6) é válida para o domínio do tempo, em regime permanente.

A validação desta hipótese é feita adotando-se três sinais instantâneos $s_r(t)$, $s_s(t)$ e $s_t(t)$, periódicos e senoidais, contendo componentes de seqüência positiva e negativa e calculando-se as componentes de seqüência negativa pela eq.(3.6);

Os resultados esperados são três sinais representando a seqüência negativa do sinal original.

Assim, sejam os sinais instantâneos $s_r(t)$, $s_s(t)$ e $s_t(t)$ representados na forma exponencial eqs.(3.1-1), (3.1-2), (3.1-3), os sinais instantâneos adiantados de $\pi/3$, (3.1-4), (3.1-5) e (3.1-6) e os sinais instantâneos atrasados de $\pi/3$, (3.1-7), (3.1-8) e (3.1-9).

$$s_r(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(\omega t + \phi^+)} + S_-.e^{j(-\omega t + \phi^-)}) \quad (3.1-1)$$

$$s_s(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(\omega t + \phi^+ - \frac{2\pi}{3})} + S_-.e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3})}) \quad (3.1-2)$$

$$s_t(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3})} + S_-.e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3})}) \quad (3.1-3)$$

$$s_{r60}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(\omega t + \phi^+ + \frac{\pi}{3})} + S_-.e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{\pi}{3})}) \quad (3.1-4)$$

$$s_{s60}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(\omega t + \phi^+ - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{3})} + S_-.e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{3})}) \quad (3.1-5)$$

$$s_{t60}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{3})} + S_-.e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{3})}) \quad (3.1-6)$$

$$s_{r-60}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(\omega t + \phi^+ - \frac{\pi}{3})} + S_-.e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{\pi}{3})}) \quad (3.1-7)$$

$$s_{s-60}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(\omega t + \phi^+ - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{3})} + S_-.e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{3})}) \quad (3.1-8)$$

$$s_{t-60}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{3})} + S_-.e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{3})}) \quad (3.1-9)$$

Calculam-se individualmente pela eq.(3.6) os três sinais de seqüência negativa comprovando assim a validação da hipótese inicial.

A seguir descreve-se o cálculo de $s_{r-}(t)$ (eq.(3.1-10)) substituindo os valores dados pelas eqs. (3.1-1) a (3.1-9) na eq. (3.6).

$$\begin{aligned} s_{r-}(t) = \text{Re}(&\underbrace{\frac{S_+}{3}.e^{j(\omega t + \phi^+)}}_{\text{termo 1}} + \underbrace{\frac{S_-}{3}.e^{j(-\omega t + \phi^-)}}_{\text{termo 2}} - \underbrace{\frac{S_+}{3}.e^{j(\omega t + \phi^+ - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{3})}}_{\text{termo 3}} - \\ &\underbrace{\frac{S_-}{3}.e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{3})}}_{\text{termo 4}} - \underbrace{\frac{S_+}{3}.e^{j(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{3})}}_{\text{termo 5}} - \underbrace{\frac{S_-}{3}.e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{3})}}_{\text{termo 6}}) = \text{Re}(S_-.e^{j(-\omega t + \phi^-)}) \end{aligned} \quad (3.1-10)$$

Os sinais extraídos $s_s(t)$ e $s_t(t)$ seguem o mesmo procedimento e são apresentados nas eqs. (3.1-11) e (3.1-12).

$$s_{s-}(t) = \text{Re}(S_-.e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3})}) \quad (3.1-11)$$

$$s_{t-}(t) = \text{Re}(S_-.e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3})}) \quad (3.1-12)$$

Apresenta-se a seguir um quadro resumo (Tabela III) contendo o sinal original e o sinal de seqüência negativa obtido comprovando assim a hipótese inicial.

Tabela III - Quadro demonstrativo dos sinais extraídos – operação A

Sinal Original	Sinal extraído
$s_r(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(\omega t + \phi^+)} + S_-.e^{j(-\omega t + \phi^-)})$	$s_{r-}(t) = \text{Re}(S_-.e^{j(-\omega t + \phi^-)})$
$s_s(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(\omega t + \phi^+ - \frac{2\pi}{3})} + S_-.e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3})})$	$s_{s-}(t) = \text{Re}(S_-.e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3})})$
$s_t(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3})} + S_-.e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3})})$	$s_{t-}(t) = \text{Re}(S_-.e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3})})$

3.2 DEMONSTRAÇÃO MATEMÁTICA DA OPERAÇÃO “B” APLICADA A UM SINAL SENOIDAL E PERIÓDICO QUALQUER

Hipótese a ser provada: a eq.(3.7) é válida para o domínio do tempo, em regime permanente.

A validação desta hipótese é feita adotando-se três sinais instantâneos $s_r(t)$, $s_s(t)$ e $s_t(t)$, periódicos e senoidais, contendo componentes de seqüência positiva e negativa e calculando-se as componentes de seqüência negativa pela eq.(3.7);

Os resultados esperados são três sinais representando a seqüência negativa do sinal original.

Assim, sejam os sinais instantâneos $s_r(t)$, $s_s(t)$ e $s_t(t)$, respectivamente eqs.(3.2-1), (3.2-2) e (3.2-3) e as correntes instantâneas atrasadas de $\pi/2$ eqs.(3.2-4), (3.2-5) e (3.2-6).

$$s_r(t) = S_+. \cos(\omega t + \phi^+) + S_-. \cos(-\omega t + \phi^-) \quad (3.2-1)$$

$$s_s(t) = S_+. \cos(\omega t + \phi^+ - \frac{2\pi}{3}) + S_-. \cos(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3}) \quad (3.2-2)$$

$$s_t(t) = S_+. \cos(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3}) + S_-. \cos(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3}) \quad (3.2-3)$$

$$s_{r-90}(t) = S_+ \cdot \cos(\omega t + \phi^+ - \frac{\pi}{2}) + S_- \cdot \cos(-\omega t + \phi^- - \frac{\pi}{2}) \quad (3.2-4)$$

$$s_{s-90}(t) = S_+ \cdot \cos(\omega t + \phi^+ - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2}) + S_- \cdot \cos(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2}) \quad (3.2-5)$$

$$s_{t-90}(t) = S_+ \cdot \cos(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2}) + S_- \cdot \cos(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2}) \quad (3.2-6)$$

Representando as equações acima na forma exponencial obtemos as eqs.(3.2-7), (3.2-8), (3.2-9), (3.2-10), (3.2-11) e (3.2-12).

$$s_r(t) = \text{Re}(S_+ \cdot e^{j(\omega t + \phi^+)} + S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^-)}) \quad (3.2-7)$$

$$s_s(t) = \text{Re}(S_+ \cdot e^{j(\omega t + \phi^+ - \frac{2\pi}{3})} + S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3})}) \quad (3.2-8)$$

$$s_t(t) = \text{Re}(S_+ \cdot e^{j(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3})} + S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3})}) \quad (3.2-9)$$

$$s_{r-90}(t) = \text{Re}(S_+ \cdot e^{j(\omega t + \phi^+ - \frac{\pi}{2})} + S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{\pi}{2})}) \quad (3.2-10)$$

$$s_{s-90}(t) = \text{Re}(S_+ \cdot e^{j(\omega t + \phi^+ - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2})} + S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2})}) \quad (3.2-11)$$

$$s_{t-90}(t) = \text{Re}(S_+ \cdot e^{j(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2})} + S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2})}) \quad (3.2-12)$$

Calculam-se individualmente pela eq.(3.7) os três sinais ($s_{r-}(t)$, $s_{s-}(t)$, $s_{t-}(t)$) comprovando assim a validação da hipótese inicial.

A seguir descreve-se o cálculo de $s_{r-}(t)$ (eq.(3.2-13)) substituindo os valores dados pelas eqs. (3.2-7), (3.2-8), (3.2-9), (3.2-10), (3.2-11) e (3.2-12) na eq.(3.7).

$$\begin{aligned}
s_{r-}(t) = \text{Re} & \left(\underbrace{\frac{S_+}{3} e^{j(\omega t + \phi^+)}}_{\text{termo 1}} + \underbrace{\frac{S_-}{3} e^{j(-\omega t + \phi^-)}}_{\text{termo 2}} - \underbrace{\frac{S_+}{6} e^{j(\omega t + \phi^+ - \frac{2\pi}{3})}}_{\text{termo 3}} - \right. \\
& \underbrace{\frac{S_-}{6} e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3})}}_{\text{termo 4}} - \underbrace{\frac{S_+}{6} e^{j(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3})}}_{\text{termo 5}} - \underbrace{\frac{S_-}{6} e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3})}}_{\text{termo 6}} + \\
& \underbrace{\frac{\sqrt{3}}{6} S_+ e^{j(\omega t + \phi^+ - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2})}}_{\text{termo 7}} + \underbrace{\frac{\sqrt{3}}{6} S_- e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2})}}_{\text{termo 8}} - \\
& \left. \underbrace{\frac{\sqrt{3}}{6} S_+ e^{j(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2})}}_{\text{termo 9}} - \underbrace{\frac{\sqrt{3}}{6} S_- e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2})}}_{\text{termo 10}} \right)
\end{aligned} \tag{3.2-13}$$

Utilizando-se a identidade $\cos(\alpha) = \frac{e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}}{2}$ para os termos (3) e (5) da eq.(3.2-13), bem como para os termos (4) e (6), obtêm-se as equações (3.2-14) e (3.2-15).

$$\begin{aligned}
\text{Termo 3} + \text{termo 5} &= -\frac{S_+}{6} e^{j(\omega t + \phi^+ - \frac{2\pi}{3})} - \frac{S_+}{6} e^{j(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3})} = \\
&= -\frac{S_+}{6} e^{j(\omega t + \phi^+)} \cdot 2 \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = \frac{S_+}{6} e^{j(\omega t + \phi^+)}
\end{aligned} \tag{3.2-14}$$

$$\begin{aligned}
\text{Termo 4} + \text{termo 6} &= -\frac{S_-}{6} e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3})} - \frac{S_-}{6} e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3})} = \\
&= -\frac{S_-}{6} e^{j(-\omega t + \phi^-)} \cdot 2 \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = +\frac{S_-}{6} e^{j(-\omega t + \phi^-)}
\end{aligned} \tag{3.2-15}$$

Utilizando-se a identidade $\sin(\alpha) = \frac{e^{j\alpha} - e^{-j\alpha}}{2j}$ para os termos (7) e (9) da eq.(3.2-13), bem como para os termos (8) e (10), obtêm-se as equações (3.2-16) e (3.2-17).

$$\begin{aligned}
\text{Termo 7} + \text{Termo 9} &= +\frac{\sqrt{3}}{6} S_+ e^{j(\omega t + \phi^+ - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2})} - \frac{\sqrt{3}}{6} S_+ e^{j(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2})} = \\
&= -\frac{\sqrt{3}}{6} S_+ e^{j(\omega t + \phi^+ - \frac{\pi}{2})} \cdot 2 \cdot j \cdot \sin\left(+\frac{2\pi}{3}\right) = \\
&= -\frac{S_+}{2} e^{j(\omega t + \phi^+ - \frac{\pi}{2})} \cdot e^{j(+\frac{\pi}{2})} = -\frac{S_+}{2} e^{j(\omega t + \phi^+)}
\end{aligned} \tag{3.2-16}$$

Método de extração em tempo real de sequência positiva, negativa e/ou harmônicos.

$$\begin{aligned}
\text{Termo 8} + \text{Termo 10} &= -\frac{\sqrt{3}}{6} \cdot S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2})} + \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2})} = \\
&= -\frac{\sqrt{3}}{6} \cdot S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{\pi}{2})} \cdot 2 \cdot j \cdot \sin\left(\frac{-2\pi}{3}\right) = +\frac{1}{2} \cdot S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{\pi}{2})} \cdot e^{j(\frac{\pi}{2})} = \\
&+ \frac{1}{2} \cdot S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^-)}
\end{aligned} \quad (3.2-17)$$

Substituindo-se os resultados das eqs.(3.2-14), (3.2-15), (3.2-16) e (3.2-17) na eq.(3.2-13) obtém-se a parcela da corrente de seqüência negativa instantânea da fase r na eq.(3.2-18).

$$s_{r-}(t) = \text{Re}\left(+\frac{S_+}{2} \cdot e^{j(\omega t + \phi^+)} + \frac{S_-}{2} \cdot e^{j(-\omega t + \phi^-)} - \frac{S_+}{2} \cdot e^{j(\omega t + \phi^+)} + \frac{S_-}{2} \cdot e^{j(-\omega t + \phi^-)}\right) = \text{Re}(+S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^-)}) \quad (3.2-18)$$

Os sinais $s_{s-}(t)$ e $s_{t-}(t)$ seguem o mesmo procedimento e são apresentadas nas eqs.(3.2-19) e (3.2-20).

$$s_{s-}(t) = \text{Re}(S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3})}) \quad (3.2-19)$$

$$s_{t-}(t) = \text{Re}(S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3})}) \quad (3.2-20)$$

Apresenta-se a seguir um quadro resumo (Tabela IV) contendo o sinal original e o sinal de seqüência negativa obtido comprovando assim a hipótese inicial.

Tabela IV – Quadro demonstrativo dos sinais extraídos – operação B

Sinal Original	Sinal extraído
$s_r(t) = \text{Re}(S_+ \cdot e^{j(\omega t + \phi^+)} + S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^-)})$	$s_{r-}(t) = \text{Re}(+S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^-)})$
$s_s(t) = \text{Re}(S_+ \cdot e^{j(\omega t + \phi^+ - \frac{2\pi}{3})} + S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3})})$	$s_{s-}(t) = \text{Re}(S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3})})$
$s_t(t) = \text{Re}(S_+ \cdot e^{j(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3})} + S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3})})$	$s_{t-}(t) = \text{Re}(S_- \cdot e^{j(-\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3})})$

De forma análoga, as demonstrações dos itens A.1 e A.2 valem respectivamente para as operações **C** e **D**.

Método de extração em tempo real de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos.

3.3 DEMONSTRAÇÃO MATEMÁTICA DAS OPERAÇÕES APLICADAS A UM SINAL COM CONTEÚDO HARMÔNICO

Se o sinal analisado contiver harmônicos estes poderão ser extraídos dependendo de sua ordem, seqüência e da operação utilizada (**A, B, C, D**).

A prova matemática desta constatação é feita adotando-se um sinal trifásico contendo um componente harmônico, periódico e senoidal, qualquer e calculando-se o sinal extraído de acordo com a operação proposta.

Assim, sejam os sinais instantâneos $s_{rh}(t)$, $s_{sh}(t)$ e $s_{th}(t)$ representados na forma exponencial respectivamente nas eqs.(3.3-1), (3.3-2) e (3.3-3).

$$s_{rh}(t) = \text{Re}(S_+ \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+})} + S_- \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-})}) \quad (3.3-1)$$

$$s_{sh}(t) = \text{Re}(S_+ \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+} - \frac{2\pi}{3})} + S_- \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} - \frac{2\pi}{3})}) \quad (3.3-2)$$

$$s_{th}(t) = \text{Re}(S_+ \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+} + \frac{2\pi}{3})} + S_- \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} + \frac{2\pi}{3})}) \quad (3.3-3)$$

3.3.1 DEMONSTRAÇÃO MATEMÁTICA DA OPERAÇÃO “A” APLICADA A UM SINAL COM CONTEÚDO HARMÔNICO

Hipótese a ser provada: a eq.(3.6) é válida para o domínio do tempo, em regime permanente para um sinal contendo harmônicos.

A seguir descreve-se o cálculo de $s_{r-}(t)$ (eq.(3.3.1-1)) substituindo os valores dados pelas eqs. (3.3-1), (3.3-2), (3.3-3) na eq.(3.6).

$$s_{r-}(t) = \text{Re}\left(\frac{S_+}{3} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+})} + \frac{S_-}{3} \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-})} + \frac{S_+}{3} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+} - \frac{2\pi}{3} - h \cdot \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_-}{3} \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} + \frac{2\pi}{3} - h \cdot \frac{2\pi}{3})} - \frac{S_+}{3} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+} + \frac{2\pi}{3} - h \cdot \frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{3} \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} - \frac{2\pi}{3} - h \cdot \frac{\pi}{3})}\right) \quad (3.3.1-1)$$

Os sinais extraídos $s_s(t)$ e $s_t(t)$ seguem o mesmo procedimento e são apresentados nas eqs. (3.3.1-2) e (3.3.1-3).

$$s_{s-}(t) = \text{Re}\left(+\frac{S_+}{3}.e^{j(h\omega t + \phi^{h+} - \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_-}{3}.e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} + \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_+}{3}.e^{j(h\omega t + \phi^{h+} + \frac{2\pi}{3} - h.2.\frac{\pi}{3})} + \right. \\ \left. \frac{S_-}{3}.e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} - \frac{2\pi}{3} - h.2.\frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{3}.e^{j(h\omega t + \phi^{h+} - h.\frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{3}.e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} - h.\frac{\pi}{3})}\right) \quad (3.3.1-2)$$

$$s_{t-}(t) = \text{Re}\left(+\frac{S_+}{3}.e^{j(h\omega t + \phi^{h+} + \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_-}{3}.e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} - \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_+}{3}.e^{j(h\omega t + \phi^{h+} - h.2.\frac{\pi}{3})} + \right. \\ \left. \frac{S_-}{3}.e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} - h.2.\frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{3}.e^{j(h\omega t + \phi^{h+} - \frac{2\pi}{3} - h.\frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{3}.e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} + \frac{2\pi}{3} - h.\frac{\pi}{3})}\right) \quad (3.3.1-3)$$

Apresenta-se a seguir um exemplo de cálculo dos sinais extraídos (Tabela V) para harmônicos de 2º, 3º e 5º ordem de sequência positiva e negativa comprovando assim a hipótese inicial e validando a Tabela I e II.

Tabela V - Quadro demonstrativo dos sinais extraídos – operação A (com harmônicos)

Sinal Original – 2º Ordem	Sinal extraído
$s_{r2}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(2\omega t + \phi^{2+})} + S_-.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-})})$	$s_{r-}(t) = \text{Re}\left(+\frac{S_+}{3}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+})} + \frac{S_-}{3}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-})} + \frac{S_+}{3}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} - \frac{2\pi}{3} - 2.2.\frac{\pi}{3})} + \frac{S_-}{3}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} + \frac{2\pi}{3} - 2.2.\frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{3}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} + \frac{2\pi}{3} - 2.\frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{3}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} - \frac{2\pi}{3} - 2.\frac{\pi}{3})}\right) =$ $\text{Re}\left(\frac{S_+}{3}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+})} + \frac{2.S_-}{3}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} - \frac{\pi}{3})}\right)$
$s_{s2}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} - \frac{2\pi}{3})} + S_-.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} + \frac{2\pi}{3})})$	$s_{s-}(t) = \text{Re}\left(+\frac{S_+}{3}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} - \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_-}{3}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} + \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_+}{3}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} + \frac{2\pi}{3} - 2.2.\frac{\pi}{3})} + \frac{S_-}{3}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} - \frac{2\pi}{3} - 2.2.\frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{3}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} - 2.\frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{3}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} - 2.\frac{\pi}{3})}\right) =$ $\text{Re}\left(+\frac{S_+}{3}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} - \frac{2\pi}{3})} + \frac{2.S_-}{3}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{3})}\right)$

$s_{t2}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} + \frac{2\pi}{3})} + S_-.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} - \frac{2\pi}{3})})$	$s_{t-}(t) = \text{Re}(\frac{S_+}{3}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} + \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_-}{3}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} - \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_+}{3}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} - 2.2\frac{\pi}{3})} + \frac{S_-}{3}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} - 2.2\frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{3}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} - \frac{2\pi}{3} - 2\frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{3}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} + \frac{2\pi}{3} - 2\frac{\pi}{3})}) = \text{Re}(\frac{S_+}{3}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} + \frac{2\pi}{3})} + \frac{2.S_-}{3}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{3})})$
Sinal Original – 3º Ordem	Sinal extraído
$s_{r3}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(3\omega t + \phi^{3+})} + S_-.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-})})$	$s_{r-}(t) = \text{Re}(\frac{S_+}{3}.e^{j(3\omega t + \phi^{3+})} + \frac{S_-}{3}.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-})} + \frac{S_+}{3}.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} - \frac{2\pi}{3} - 3.2\frac{\pi}{3})} + \frac{S_-}{3}.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} + \frac{2\pi}{3} - 3.2\frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{3}.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} + \frac{2\pi}{3} - 3\frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{3}.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} - \frac{2\pi}{3} - 3\frac{\pi}{3})}) = 0$
$s_{s3}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} - \frac{2\pi}{3})} + S_-.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} + \frac{2\pi}{3})})$	$s_{s-}(t) = \text{Re}(\frac{S_+}{3}.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} - \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_-}{3}.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} + \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_+}{3}.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} + \frac{2\pi}{3} - 3.2\frac{\pi}{3})} + \frac{S_-}{3}.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} - \frac{2\pi}{3} - 3.2\frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{3}.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} - 3\frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{3}.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} - 3\frac{\pi}{3})}) = 0$
$s_{t3}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} + \frac{2\pi}{3})} + S_-.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} - \frac{2\pi}{3})})$	$s_{t-}(t) = \text{Re}(\frac{S_+}{3}.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} + \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_-}{3}.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} - \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_+}{3}.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} - 3.2\frac{\pi}{3})} + \frac{S_-}{3}.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} - 3.2\frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{3}.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} - \frac{2\pi}{3} - 3\frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{3}.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} + \frac{2\pi}{3} - 3\frac{\pi}{3})}) = 0$
Sinal Original – 5º Ordem	Sinal extraído
$s_{r5}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(5\omega t + \phi^{5+})} + S_-.e^{j(-5\omega t + \phi^{5-})})$	$s_{r-}(t) = \text{Re}(\frac{S_+}{3}.e^{j(5\omega t + \phi^{5+})} + \frac{S_-}{3}.e^{j(-5\omega t + \phi^{5-})} + \frac{S_+}{3}.e^{j(5\omega t + \phi^{5+} - \frac{2\pi}{3} - 5.2\frac{\pi}{3})} + \frac{S_-}{3}.e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} + \frac{2\pi}{3} - 5.2\frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{3}.e^{j(5\omega t + \phi^{5+} + \frac{2\pi}{3} - 5\frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{3}.e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} - \frac{2\pi}{3} - 5\frac{\pi}{3})}) = \text{Re}(S_+.e^{j(5\omega t + \phi^{5+})})$

$s_{s5}(t) = \text{Re}(S_+ \cdot e^{j(5\omega t + \phi^{5+} - \frac{2\pi}{3})} + S_- \cdot e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} + \frac{2\pi}{3})})$	$s_{s-}(t) = \text{Re}(\frac{S_+}{3} \cdot e^{j(5\omega t + \phi^{5+} - \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_-}{3} \cdot e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} + \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_+}{3} \cdot e^{j(5\omega t + \phi^{5+} + \frac{2\pi}{3} - 5 \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{3})} + \frac{S_-}{3} \cdot e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} - \frac{2\pi}{3} - 5 \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{3} \cdot e^{j(5\omega t + \phi^{5+} - 5 \cdot \frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{3} \cdot e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} - 5 \cdot \frac{\pi}{3})}) = \text{Re}(+S_+ \cdot e^{j(5\omega t + \phi^{5+} - \frac{2\pi}{3})})$
$s_{t5}(t) = \text{Re}(S_+ \cdot e^{j(5\omega t + \phi^{5+} + \frac{2\pi}{3})} + S_- \cdot e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} - \frac{2\pi}{3})})$	$s_{t-}(t) = \text{Re}(\frac{S_+}{3} \cdot e^{j(5\omega t + \phi^{5+} + \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_-}{3} \cdot e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} - \frac{2\pi}{3})} + \frac{S_+}{3} \cdot e^{j(5\omega t + \phi^{5+} - 5 \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{3})} + \frac{S_-}{3} \cdot e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} - 5 \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{3} \cdot e^{j(5\omega t + \phi^{5+} - \frac{2\pi}{3} - 5 \cdot \frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{3} \cdot e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} + \frac{2\pi}{3} - 5 \cdot \frac{\pi}{3})}) = \text{Re}(+S_+ \cdot e^{j(5\omega t + \phi^{5+} + \frac{2\pi}{3})})$

3.3.2 DEMONSTRAÇÃO MATEMÁTICA DA OPERAÇÃO “B” APLICADA A UM SINAL COM CONTEÚDO HARMÔNICO

Hipótese a ser provada: a eq.(3.7) é válida para o domínio do tempo, em regime permanente para um sinal contendo harmônicos.

A seguir descreve-se o cálculo de $s_{r-}(t)$ (eq.(3.3.2-1)) substituindo os valores dados pelas eqs. (3.3-1), (3.3-2), (3.3-3) na eq.(3.7).

$$\begin{aligned}
 s_{r-}(t) = \text{Re} & \left(\underbrace{\frac{S_+}{3} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+})}}_{\text{termo 1}} + \underbrace{\frac{S_-}{3} \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-})}}_{\text{termo 2}} - \underbrace{\frac{S_+}{6} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+} - \frac{2\pi}{3})}}_{\text{termo 3}} - \right. \\
 & \underbrace{\frac{S_-}{6} \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} + \frac{2\pi}{3})}}_{\text{termo 4}} - \underbrace{\frac{S_+}{6} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+} + \frac{2\pi}{3})}}_{\text{termo 5}} - \underbrace{\frac{S_-}{6} \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} - \frac{2\pi}{3})}}_{\text{termo 6}} + \\
 & \underbrace{\frac{\sqrt{3}}{6} \cdot S_+ \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+} - \frac{2\pi}{3} - h \cdot \frac{\pi}{2})}}_{\text{termo 7}} + \underbrace{\frac{\sqrt{3}}{6} \cdot S_- \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} + \frac{2\pi}{3} - h \cdot \frac{\pi}{2})}}_{\text{termo 8}} - \\
 & \left. \underbrace{\frac{\sqrt{3}}{6} \cdot S_+ \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+} + \frac{2\pi}{3} - h \cdot \frac{\pi}{2})}}_{\text{termo 9}} - \underbrace{\frac{\sqrt{3}}{6} \cdot S_- \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} - \frac{2\pi}{3} - h \cdot \frac{\pi}{2})}}_{\text{termo 10}} \right)
 \end{aligned} \tag{3.3.2-1}$$

Método de extração em tempo real de sequência positiva, negativa e/ou harmônicos.

Utilizando-se a identidade $\cos(\alpha) = \frac{e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}}{2}$ para os termos (3) e (5) da eq.(3.3.2-1), bem como para os termos (4) e (6), obtêm-se as equações (3.3.2-2) e (3.3.2-3).

$$\begin{aligned} \text{Termo 3} + \text{termo 5} &= -\frac{S_+}{6} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+} - \frac{2\pi}{3})} - \frac{S_+}{6} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+} + \frac{2\pi}{3})} = \\ &= -\frac{S_+}{6} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^+)} \cdot 2 \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = \frac{S_+}{6} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^+)} \end{aligned} \quad (3.3.2-2)$$

$$\begin{aligned} \text{Termo 4} + \text{termo 6} &= -\frac{S_-}{6} \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} + \frac{2\pi}{3})} - \frac{S_-}{6} \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} - \frac{2\pi}{3})} = \\ &= -\frac{S_-}{6} \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-})} \cdot 2 \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = +\frac{S_-}{6} \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-})} \end{aligned} \quad (3.3.2-3)$$

Utilizando-se a identidade $\sin(\alpha) = \frac{e^{j\alpha} - e^{-j\alpha}}{2j}$ para os termos (7) e (9) da eq.(3.3.2-1), bem como para os termos (8) e (10), obtêm-se as equações (3.3.2-4) e (3.3.2-5).

$$\begin{aligned} \text{Termo 7} + \text{Termo 9} &= +\frac{\sqrt{3}}{6} \cdot S_+ \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+} - \frac{2\pi}{3} - h \cdot \frac{\pi}{2})} - \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot S_+ \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+} + \frac{2\pi}{3} - h \cdot \frac{\pi}{2})} = \\ &= -\frac{\sqrt{3}}{6} \cdot S_+ \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+} - h \cdot \frac{\pi}{2})} \cdot 2 \cdot j \cdot \sin\left(+\frac{2\pi}{3}\right) = \\ &= -\frac{S_+}{2} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+} - h \cdot \frac{\pi}{2})} \cdot e^{j(+\frac{\pi}{2})} \end{aligned} \quad (3.3.2-4)$$

$$\begin{aligned} \text{Termo 8} + \text{Termo 10} &= -\frac{\sqrt{3}}{6} \cdot S_- \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} + \frac{2\pi}{3} - h \cdot \frac{\pi}{2})} + \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot S_- \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} - \frac{2\pi}{3} - h \cdot \frac{\pi}{2})} = \\ &= -\frac{\sqrt{3}}{6} \cdot S_- \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} - h \cdot \frac{\pi}{2})} \cdot 2 \cdot j \cdot \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) = +\frac{1}{2} \cdot S_- \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} - h \cdot \frac{\pi}{2})} \cdot e^{j(+\frac{\pi}{2})} \end{aligned} \quad (3.3.2-5)$$

Substituindo-se os resultados das eqs.(3.3.2-2), (3.3.2-3), (3.3.2-4) e (3.3.2-5) na eq. (3.3.2-1) obtêm-se o sinal instantâneo extraído da fase r na eq.(3.3.2-6).

$$s_{r-}(t) = \text{Re}\left(+\frac{S_+}{2} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+})} + \frac{S_-}{2} \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-})} - \frac{S_+}{2} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h+} + \frac{\pi}{2} \cdot (1-h))} + \frac{S_-}{2} \cdot e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} + \frac{\pi}{2} \cdot (1-h))}\right) \quad (3.3.2-6)$$

Os sinais $s_{s-}(t)$ e $s_{t-}(t)$ seguem o mesmo procedimento e são apresentadas nas eqs. (3.3.2-7) e (3.3.2-8).

$$s_{s-}(t) = \text{Re}\left(-\frac{S_+}{2}.e^{j(h\omega t + \phi^{h+} + \frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{2}.e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} - \frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{2}.e^{j(h\omega t + \phi^{h+} - h\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{6})} - \frac{S_-}{2}.e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} - h\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{6})}\right) \quad (3.3.2-7)$$

$$s_{t-}(t) = \text{Re}\left(-\frac{S_+}{2}.e^{j(h\omega t + \phi^{h+} - \frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{2}.e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} + \frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{2}.e^{j(h\omega t + \phi^{h+} - h\frac{\pi}{2} - \frac{5\pi}{6})} - \frac{S_-}{2}.e^{j(-h\omega t + \phi^{h-} - h\frac{\pi}{2} + \frac{5\pi}{6})}\right) \quad (3.3.2-8)$$

Apresenta-se a seguir um exemplo de cálculo dos sinais extraídos (Tabela VI) para harmônicos de 2º, 3º e 5º ordem de seqüência positiva e negativa comprovando assim a hipótese inicial e validando a Tabela I e II.

Tabela VI - Quadro demonstrativo dos sinais extraídos – operação B (com harmônicos)

Sinal Original – 2º Ordem	Sinal extraído
$s_{r2}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(2\omega t + \phi^{2+})} + S_-.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-})})$	$s_{r-}(t) = \text{Re}\left(+\frac{S_+}{2}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+})} + \frac{S_-}{2}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-})} - \frac{S_+}{2}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} + \frac{\pi}{2}(1-2))} + \frac{S_-}{2}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} + \frac{\pi}{2}(1-2))}\right) =$ $\text{Re}\left(\frac{7.S_+}{10}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} + \frac{\pi}{4})} + \frac{7.S_-}{10}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} - \frac{\pi}{4})}\right)$
$s_{s2}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} - \frac{2\pi}{3})} + S_-.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} + \frac{2\pi}{3})})$	$s_{s-}(t) = \text{Re}\left(-\frac{S_+}{2}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} + \frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{2}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} - \frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{2}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} - 2\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{6})} - \frac{S_-}{2}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} - 2\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{6})}\right) =$ $\text{Re}\left(\frac{7.S_+}{10}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{4})} + \frac{7.S_-}{10}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{4})}\right)$
$s_{t2}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} + \frac{2\pi}{3})} + S_-.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} - \frac{2\pi}{3})})$	$s_{t-}(t) = \text{Re}\left(-\frac{S_+}{2}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} - \frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{2}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} + \frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{2}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} - 2\frac{\pi}{2} - \frac{5\pi}{6})} - \frac{S_-}{2}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} - 2\frac{\pi}{2} + \frac{5\pi}{6})}\right) =$ $\text{Re}\left(\frac{7.S_+}{10}.e^{j(2\omega t + \phi^{2+} + \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{4})} + \frac{7.S_-}{10}.e^{j(-2\omega t + \phi^{2-} - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{4})}\right)$

Sinal Original – 3º Ordem	Sinal extraído
$s_{r3}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(3\omega t + \phi^{3+})} + S_-.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-})})$	$s_{r-}(t) = \text{Re}\left(+\frac{S_+}{2}.e^{j(3\omega t + \phi^{3+})} + \frac{S_-}{2}.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-})} - \frac{S_+}{2}.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} + \frac{\pi}{2}(1-3))} + \frac{S_-}{2}.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} + \frac{\pi}{2}(1-3))}\right) = \text{Re}(S_+.e^{j(3\omega t + \phi^{3+})})$
$s_{s3}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} - \frac{2\pi}{3})} + S_-.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} + \frac{2\pi}{3})})$	$s_{s-}(t) = \text{Re}\left(-\frac{S_+}{2}.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} + \frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{2}.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} - \frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{2}.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} - 3\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{6})} - \frac{S_-}{2}.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} - 3\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{6})}\right) = \text{Re}(S_+.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} - \frac{2\pi}{3})})$
$s_{t3}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} + \frac{2\pi}{3})} + S_-.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} - \frac{2\pi}{3})})$	$s_{t-}(t) = \text{Re}\left(-\frac{S_+}{2}.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} - \frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{2}.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} + \frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{2}.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} - 3\frac{\pi}{2} - \frac{5\pi}{6})} - \frac{S_-}{2}.e^{j(-3\omega t + \phi^{3-} - 3\frac{\pi}{2} + \frac{5\pi}{6})}\right) = \text{Re}(S_+.e^{j(3\omega t + \phi^{3+} + \frac{2\pi}{3})})$
Sinal Original – 5º Ordem	Sinal extraído
$s_{r5}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(5\omega t + \phi^{5+})} + S_-.e^{j(-5\omega t + \phi^{5-})})$	$s_{r-}(t) = \text{Re}\left(+\frac{S_+}{2}.e^{j(5\omega t + \phi^{5+})} + \frac{S_-}{2}.e^{j(-5\omega t + \phi^{5-})} - \frac{S_+}{2}.e^{j(5\omega t + \phi^{5+} + \frac{\pi}{2}(1-5))} + \frac{S_-}{2}.e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} + \frac{\pi}{2}(1-5))}\right) = \text{Re}(+S_-.e^{j(-5\omega t + \phi^{5-})})$
$s_{s5}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(5\omega t + \phi^{5+} - \frac{2\pi}{3})} + S_-.e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} + \frac{2\pi}{3})})$	$s_{s-}(t) = \text{Re}\left(-\frac{S_+}{2}.e^{j(5\omega t + \phi^{5+} + \frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{2}.e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} - \frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{2}.e^{j(5\omega t + \phi^{5+} - 5\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{6})} - \frac{S_-}{2}.e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} - 5\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{6})}\right) = \text{Re}(S_-.e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} + \frac{2\pi}{3})})$
$s_{t5}(t) = \text{Re}(S_+.e^{j(5\omega t + \phi^{5+} + \frac{2\pi}{3})} + S_-.e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} - \frac{2\pi}{3})})$	$s_{t-}(t) = \text{Re}\left(-\frac{S_+}{2}.e^{j(5\omega t + \phi^{5+} - \frac{\pi}{3})} - \frac{S_-}{2}.e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} + \frac{\pi}{3})} - \frac{S_+}{2}.e^{j(5\omega t + \phi^{5+} - 5\frac{\pi}{2} - \frac{5\pi}{6})} - \frac{S_-}{2}.e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} - 5\frac{\pi}{2} + \frac{5\pi}{6})}\right) = \text{Re}(S_-.e^{j(-5\omega t + \phi^{5-} - \frac{2\pi}{3})})$

De forma análoga, as demonstrações dos itens 3.3.1 e 3.3.2 valem respectivamente para as operações **C** e **D**.

Método de extração em tempo real de sequência positiva, negativa e/ou harmônicos.

3.4 Estratégias para separar os distúrbios individualmente

Uma análise detalhada da tabela I, mostra que é possível combinar as operações (**A**, **B**, **C**, **D**) para obter uma determinada estratégia de extração. A Fig.3a mostra como a seqüência positiva da fundamental pode ser extraída de um sinal distorcido e desequilibrado através da operação em cascata das operações **C** e **D**. De modo análogo, a Fig.3b mostra como a seqüência negativa da fundamental pode ser extraída através da operação em cascata das operações **A** e **B**. A Fig.3c mostra a extração das componentes harmônicas apresentando-se como possível aplicação em filtros de harmônicos. A Fig.3d mostra a extração das componentes harmônicas e desequilíbrios. Apenas as harmônicas ímpares são consideradas nas figuras (3a, 3b, 3c, 3d).

Fig. 3a – Diagrama em blocos do algoritmo de extração da componente de seqüência positiva da fundamental

Fig. 3b – Diagrama em blocos do algoritmo de extração da componente de seqüência negativa da fundamental

Fig. 3c – Diagrama em blocos do algoritmo de extração dos harmônicos

Fig. 3d – Diagrama em blocos do algoritmo de extração da componente de seqüência negativa e harmônicos (extração total)

A extração da seqüência zero no domínio do tempo e a influência dos métodos propostos no processamento de sinais com seqüência zero será apresentada no Apêndice A.

4 SIMULAÇÃO NUMÉRICA E IMPLEMENTAÇÃO EM DSP DO ALGORITMO DE EXTRAÇÃO PROPOSTO

O método proposto no cap.3 para extração das componentes de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos é analisado a partir de resultados obtidos via simulação numérica e implementação digital em um Processador Digital de Sinais.

As operações (**A**, **B**, **C**, **D**, **AB** e **CD**) apresentadas no cap.3 foram simuladas numericamente e implementadas no DSP ADMC401 da Analog Devices, seus sinais foram adquiridos através do software Wavestar e processados no software MATLAB.

Tendo-se por base um sinal distorcido, contendo harmônicos e/ou desequilíbrios apresentam-se:

- a análise das respostas em regime e transitória das operações propostas;
- um comparativo entre os resultados teóricos, simulados no software MATLAB e os obtidos experimentalmente;
- a análise da influência da variação da frequência dos sinais processados no desempenho dos métodos propostos;
- o tempo de execução de cada rotina.

Todas as amplitudes dos sinais são representadas, neste capítulo, pelos seus valores de pico, exceto quando especificado em contrário.

4.1 Resposta em Regime

O comportamento das operações para o cálculo da componente de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos, vistos no capítulo 3, é analisado para um sinal distorcido.

A fim de permitir uma melhor análise das operações propostas, utilizam-se dois sinais distorcidos, sendo um composto exclusivamente por harmônicos ímpares (a) e outro por harmônicos pares (b).

O sinal distorcido composto por harmônicos ímpares (Fig.4.1.1a) tem a seguinte característica:

- 0.5 p.u. de seqüência positiva e 0.5 p.u. de seqüência negativa da fundamental com defasagem nula;
- 0.15 p.u. de seqüência positiva e 0.15 p.u. de seqüência negativa de terceira harmônica com defasagem nula;
- 0.15 p.u. de seqüência positiva e 0.15 p.u. de seqüência negativa de quinta harmônica com defasagem nula;

O sinal distorcido composto por harmônicos pares (Fig.4.1.1b) tem a seguinte característica:

- 0.4 p.u. de seqüência positiva e 0.4 p.u. de seqüência negativa da fundamental com defasagem nula;
- 0.15 p.u. de seqüência positiva e 0.15 p.u. de seqüência negativa de segunda harmônica com defasagem nula;
- 0.15 p.u. de seqüência positiva e 0.15 p.u. de seqüência negativa de quarta harmônica com defasagem nula;

Devido aos valores de amplitude e defasagem dos sinais distorcidos de teste, o sinal da fase S (verde) se encontra em fase (sobreposto) com o sinal da Fase T (azul).

As figuras 4.1.2(a) e 4.1.2(b) apresentam os sinais gerados experimentalmente através de tabela pré-programada no DSP.

Fig.4.1.1a - Sinal distorcido simulado
(1º+,-,3º+,-,5º+,-)

Fig.4.1.1b - Sinal distorcido simulado
(1º+,-,2º+,-,4º+,-)

Fig.4.1.2a - Sinal distorcido
experimentalmente gerado através de
matriz de pontos pré-programada
(1º+,-,3º+,-,5º+,-)

Fig.4.1.2b - Sinal distorcido
experimentalmente gerado através de
matriz de pontos pré-programada
(1º+,-,2º+,-,4º+,-)

Apresenta-se a seguir (Figs.4.1.3 à 4.1.14) as formas de onda (simulada e experimental) extraídas em cada operação (**A**, **B**, **C**, **D**, **AB**, **CD**), mantendo-se o índice (a) relativo ao sinal de teste que contem harmônicos ímpares e (b) para o que contem harmônicos pares.

Fig.4.1.3a – Sinais extraídos –
Método A (Simulação) - ($1^\circ-$, $5^\circ+$)

Fig.4.1.3b – Sinais extraídos –
Método A (Simulação) - ($1^\circ+-$, $2^\circ+-$, $4^\circ+-$)

Fig.4.1.4a – Sinais extraídos –
Método A (Experimental) - ($1^\circ-$, $5^\circ+$)

Fig.4.1.4b – Sinais extraídos –
Método A (Experimental) - ($1^\circ+-$, $2^\circ+-$,
 $4^\circ+-$)

Fig.4.1.5a – Sinais extraídos –
Método B (Simulação) - ($1^\circ-$, $3^\circ+$, $5^\circ-$)

Fig.4.1.5b – Sinais extraídos – Método
B (Simulação) - ($1^\circ+-$, $2^\circ+-$, $4^\circ+-$)

Fig.4.1.6a – Sinais extraídos –
Método B (Experimental) - ($1^\circ-$, $3^\circ+$, $5^\circ-$)

Fig.4.1.6b – Sinais extraídos –
Método B (Experimental) - ($1^\circ+-$, $2^\circ+-$,
 $4^\circ+-$)

Fig.4.1.7a – Sinus extraídos –
Método C (Simulação) - ($1^\circ+$, $5^\circ-$)

Fig.4.1.7b – Sinus extraídos –
Método C (Simulação) - ($1^\circ+$, $2^\circ+$, $4^\circ+$)

Fig.4.1.8a – Sinus extraídos –
Método C (Experimental) - ($1^\circ+$, $5^\circ-$)

Fig.4.1.8b – Sinus extraídos – Método
C (Experimental) - ($1^\circ+$, $2^\circ+$, $4^\circ+$)

Fig.4.1.9a – Sinais extraídos –
Método D (Simulação) - ($1^\circ+$, $3^\circ-$, $5^\circ+$)

Fig.4.1.9b – Sinais extraídos –
Método D (Simulação) - ($1^\circ+$, $2^\circ+$, $4^\circ+-$)

Fig.4.1.10a – Sinais extraídos –
Método D (Experimental) - ($1^\circ+$, $3^\circ-$, $5^\circ+$)

Fig.4.1.10b – Sinais extraídos – Método
D (Experimental) - ($1^\circ+$, $2^\circ+$, $4^\circ+-$)

Fig.4.1.11a – Sinais extraídos –
Método AB (Simulação) - (1° -)

Fig.4.1.11b – Sinais extraídos –
Método AB (Simulação) - (1° +, 2° +, 4° +

Fig.4.1.12a – Sinais extraídos – Método
AB (Experimental) - (1° -)

Fig.4.1.12b – Sinais extraídos – Método
AB (Experimental) - (1° +, 2° +, 4° +

Fig.4.1.13a – Sinais extraídos –
Método CD (Simulação) - (1º+)

Fig.4.1.13b – Sinais extraídos –
Método CD (Simulação) - (1º+)

Fig.4.1.14a – Sinais extraídos –
Método CD (Experimental) - (1º+)

Fig.4.1.14b – Sinais extraídos –
Método CD (Experimental) - (1º+)

As figuras 4.1.15a, 4.1.16a e 4.1.17a (harmônicos ímpares) e Figs.4.1.15b, 4.1.16b e 4.1.17b (harmônicos pares) mostram:

- a amplitude dos sinais de seqüências positiva e negativa calculados teoricamente utilizando-se os valores de ganhos apresentados nas tabelas I e II do capítulo 3;
- as amplitudes, obtidas via simulação numérica e implementação experimental do algoritmo. As seqüências, positiva e negativa, dos sinais extraídos são obtidas através de pós-processamento numérico através de rotina implementada no programa MATLAB.

Método de extração em tempo real de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos.

Fig.4.1.15a – Sequências dos sinais extraídos – (Teórico – tabela I cap.3)

Fig.4.1.16a – Sequências dos sinais extraídos – (Simulado)

Fig.4.1.17a – Sequências dos sinais extraídos (Experimental)

Método de extração em tempo real de sequência positiva, negativa e/ou harmônicos.

Fig.4.1.15b – Seqüências dos sinais extraídos – (Teórico – tabela II, cap.3)

Fig.4.1.16b – Seqüências dos sinais extraídos – (Simulado)

Fig.4.1.17b – Seqüências dos sinais extraídos (Experimental)

Método de extração em tempo real de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos.

Observa-se pelas Figs.4.1.15, 4.1.16 e 4.1.17 que o valor das seqüências (positiva, negativa) calculados teoricamente, obtidos via simulação e experimentalmente são muito próximos mas não completamente iguais, ou seja, não houve alteração significativa nos valores previstos inicialmente, o que demonstra a validade dos métodos propostos, no entanto, há necessidade de melhor ajuste do algoritmo implementado no DSP de modo a diminuir distorções encontradas possivelmente por estouro de overflow nas etapas intermediárias de cálculo.

4.2 Resposta Transitória

O comportamento transitório das operações vistas no capítulo 3 é analisado para um sinal contendo transições em degrau.

O sinal é composto por:

- um ciclo com amplitude nula (0 a 1/60 s)
- dois ciclos contendo 0.25 p.u. de seqüência positiva e 0.25 p.u. de seqüência negativa da fundamental com defasagem 180°(graus), ou seja, emulando uma carga monofásica ligada apenas entre as fases S e T (1/60 a 3/60 s);
- um ciclo com amplitude nula (3/60 a 4/60 s);

Na figura 4.2.1 é apresentado o terno de sinais desequilibrados gerado para teste da resposta transitória. Todos os sinais deste item (4.2) terão o índice (a) quando obtidos via simulação e o índice (b) quando obtidos experimentalmente.

O sinal de teste experimental foi obtido através de tabela pré-programada no DSP.

Fig.4.2.1a – Sinal distorcido para análise do transitório (Simulação)

Fig.4.2.1b – Sinal distorcido para análise do transitório (Experimental)

Apresenta-se a seguir as formas de onda extraídas em cada operação (Figs.4.2.2 à 4.2.7).

Fig.4.2.2a – Sinais extraídos – Método A (Simulação) – Análise Transitória

Fig.4.2.2b – Sinais extraídos – Método A (Experimental) – Análise Transitória

Fig.4.2.3a – Sinais extraídos –
Método B (Simulação) – Análise
Transitória

Fig.4.2.3b – Sinais extraídos –
Método B (Experimental) – Análise
Transitória

Fig.4.2.4a – Sinais extraídos –
Método C (Simulação) – Análise
Transitória

Fig.4.2.4b – Sinais extraídos –
Método C (Experimental) – Análise
Transitória

Fig.4.2.5a – Sinais extraídos –
Método D (Simulação) – Análise
Transitória

Fig.4.2.5b – Sinais extraídos –
Método D (Experimental) – Análise
Transitória

Fig.4.2.6a – Sinais extraídos –
Método AB (Simulação) – Análise
Transitória

Fig.4.2.6b – Sinais extraídos –
Método AB (Experimental) – Análise
Transitória

Fig.4.2.7a – Sinais extraídos –
Método CD (Simulação) – Análise
Transitória

Fig.4.2.7b – Sinais extraídos –
Método CD (Experimental) – Análise
Transitória

Observa-se pelas Figs.4.2.2, a 4.2.7 que o transitório esperado via simulação foi obtido experimentalmente validando assim os métodos propostos.

Os vários degraus observados (Figs.4.2.2 à 4.2.7) durante os transitórios são consequência da forma de implementação dos diversos métodos. O intervalo de tempo para a ocorrência de cada degrau varia de acordo com a operação realizada, de forma condizente com o atraso imposto em cada operação. Os sinais são inicialmente armazenados em um buffer (Apêndice B) e somente então são utilizados para o cálculo das operações.

Na Tabela VII a seguir, apresenta-se, a partir dos tempos medidos das Figs. 4.2.2 à 4.2.7, a duração do transitório de cada método em relação a um ciclo da fundamental tendo como base a frequência de 60 Hz.

Tabela VII- Duração do Transitório em relação a um ciclo da fundamental (base 60Hz) [para regime permanente]

Método	A	B	C	D	AB	CD
Teórico	1/3	1/4	1/3	1/4	3/5	3/5
Simulado	1/3	1/4	1/3	1/4	3/5	3/5
Experimental	1/3	1/4	1/3	1/4	3/5	3/5

Pode-se observar pela tabela que o tempo obtido experimentalmente correspondeu ao previsto teoricamente em função do tempo necessário para armazenamento das amostras em cada método:

Operações **A** e **C** : utilizam um atraso de 90° demandando um tempo de armazenamento de $1/3$ de ciclo

Operações **B** e **D** : utilizam um atraso de 120° demandando um tempo de armazenamento de $1/4$ de ciclo

Operações **AB** e **CD** : utilizam um atraso de 90° em cascata com outro atraso de 120° demandando um tempo de armazenamento de $3/5$ de ciclo

Observa-se também que os métodos apresentam uma rápida estabilização (menor que um ciclo), o que os tornam atrativos para diversas aplicações onde a extração de seqüências positiva e negativa sejam necessárias.

4.3 Influências da variação da freqüência da rede

As operações propostas (**A**, **B**, **C**, **D**) assumem que o período do sinal processado é conhecido, de modo a permitir a obtenção dos sinais em atraso ou avanço ($(s_{r-90}(t), s_{s-90}(t), s_{t-90}(t))$, $(s_{r-60}(t), s_{s-60}(t), s_{t-60}(t))$, $(s_{r60}(t), s_{s60}(t), s_{t60}(t))$). Deste modo, tendo em vista que as operações demandam a amostragem dos sinais para sua realização, a manutenção do nº de amostras adequado a cada atraso pode ser obtida por meio de um circuito de sincronismo (PLL) que impõe uma variação da freqüência de amostragem de acordo com a variação da freqüência da rede ou por meio da expansão ou retração da janela de amostragem conforme a variação da freqüência da rede e conseqüentemente a utilização de valores interpolados ou extrapolados a partir dos valores obtidos.

Para verificar a possibilidade de operação sem sincronismo apresenta-se a seguir a simulação da resposta em freqüência dos operadores e suas combinações (**A**, **B**, **C**, **D**, **AB**, **CD**).

A influência da variação da frequência da rede na resposta dos sinais extraídos é analisada verificando-se o comportamento das operações **A**, **B**, **C**, **D**, **AB**, **CD** (baseadas no período fixo de $1/(60 \text{ Hz})$) para o cálculo da componente de sequência positiva e negativa com um sinal de frequência compreendida entre 50 Hz e 70 Hz (passo de 1 Hz) (Figs. 4.3.1 a 4.3.6 - índice (a) relativo ao sinal de teste que contém harmônicos ímpares e (b) para o que contém harmônicos pares) .

Para a operação **A** espera-se, segundo a tabela I (capítulo 3), que 1° -, 5° +, 7° - tenham ganho unitário e as demais tenham ganho nulo. Observa-se (Fig. 4.3.1) que para um sinal de 60 Hz, com janela fixa de $1/60$ s isso ocorre, no entanto, quando a frequência do sinal se afasta de 60 Hz, a operação **A** apresenta ganho menor que 1 para 1° - 5° + 7° - e , com defasagem crescente, já os outros harmônicos ímpares que eram totalmente eliminados, passam a ter ganho não nulo, aparecendo na saída da operação **A**. O mesmo ocorre para os demais casos. De modo geral, observa-se nas Figs. 4.3.1 a 4.3.6 que, dependendo do método utilizado, a amplitude na extração da sequência positiva ou negativa da fundamental apresenta erros para uma grande faixa de variação (50 a 70 Hz) do sinal de entrada. A defasagem e a variação na atenuação dos harmônicos, dependendo do método, também são significativas, o que remete à necessidade de se verificar a viabilidade de uso do método em determinadas aplicações.

Observando-se a Resolução ANEEL 791/02 (ONS 2002), que estabelece que em condições normais de operação, em regime permanente, a frequência do sistema interligado deve se situar entre 59,9 Hz e 60,1 Hz, discute-se a influência da variação da frequência da rede, nesta faixa de operação, na resposta dos sinais extraídos verificando-se o comportamento da operação **AB** visto que para as outras operações a análise será semelhante (Fig.. 4.3.7).

Pode-se observar (Fig.. 4.3.7) que a amplitude não foi afetada pela variação da frequência mantendo-se estável ao longo de toda a faixa de variação, no entanto, o mesmo não ocorre com a fase que apresenta uma variação de aproximadamente $\pm 8^\circ$ para uma variação de $\pm 0,83\%$ ($\pm 0.5 \text{ Hz}$) na frequência fundamental. Analisando-se a Fig. 4.3.7 (padrão de variação da ONS) e a Fig. 4.3.5 (variação de 50-70 Hz) observa-se que a influência da frequência é não linear e que afeta tanto a amplitude quanto a fase obtida pela operação realizada.

Assim, um PLL pode ser utilizado para seguir instantaneamente o período do sinal analisado. Se um PLL não for utilizado, e for utilizada uma janela com período fixo, poderão aparecer erros de amplitude e fase. A operação sem PLL é somente factível para sinais com pequena variação de frequência, o que ocorre em equipamentos conectados a redes elétricas fortes, característica de sistemas interligados. Para sistemas, por exemplo, alimentados por gerador Diesel, pode ser necessária a operação com PLL, para a determinação do período do sinal em tempo real. O circuito de sincronismo PLL pode ser implementado de diversas maneiras (Santanu et al., 2003), (Marafão F.P. et al., 2004), (Matakas Jr., L et al., 2006) sempre buscando-se um compromisso entre a estabilidade e a velocidade do sincronismo.

Fig. 4.3.1a - Operação A – Resposta em Frequência para vários harmônicos (ímpares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase

Método de extração em tempo real de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos.

Fig. 4.3.1b - Operação A – Resposta em Frequência para vários harmônicos (pares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase

Fig. 4.3.2a - Operação B – Resposta em Frequência para vários harmônicos (ímpares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase

Fig. 4.3.2b - Operação B – Resposta em Frequência para vários harmônicos (pares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase

Fig. 4.3.3a - Operação C – Resposta em Frequência para vários harmônicos (ímpares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase

Fig. 4.3.3b - Operação C – Resposta em Frequência para vários harmônicos (pares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase

Fig. 4.3.4a - Operação D – Resposta em Frequência para vários harmônicos (ímpares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase

Fig. 4.3.4b - Operação D – Resposta em Frequência para vários harmônicos (pares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase

Fig. 4.3.5a - Operação AB – Resposta em Frequência para vários harmônicos (ímpares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase

Fig. 4.3.5b - Operação AB – Resposta em Frequência para vários harmônicos (pares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase

Fig. 4.3.6a - Operação CD – Resposta em Frequência para vários harmônicos (ímpares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase

Fig. 4.3.6b - Operação CD – Resposta em Frequência para vários harmônicos (ímpares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase

Fig. 4.3.7a - Operação AB – Resposta em Frequência (PADRÃO ONS) para vários harmônicos (ímpares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase

Fig. 4.3.7b - Operação AB – Resposta em Frequência (PADRÃO ONS) para vários harmônicos (pares) e seqüências. Acima: ganho Abaixo:fase

4.4 Tempos de execução

Para medir o tempo de execução do programa no DSP, monitorou-se uma variável interna que recebe o valor zero no início do programa e, no final, recebe o valor um. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela VIII.

Tabela VIII - Tempo de execução de cada método implementado no DSP ADM401

Método	A	B	C	D	AB	CD
Tempo de execução do programa no DSP (us)	7.6	9	7.6	9	15.4	15.4

4.5 Observações gerais

A partir das análises efetuadas, observa-se que os métodos propostos:

- funcionam como um filtro digital com tempo de atuação bem definido;
- podem ou não necessitar de bloco de sincronismo;
- operam diretamente com os sinais medidos;
- apresentam um tempo de estabilização relativamente rápido;
- apresentam uma baixa complexidade numérica resultando em um tempo de execução pequeno;
- permitem uma extração efetiva das seqüências requeridas na freqüência fundamental, além de adicionalmente poderem atuar como detectores de harmônicos.
- extraem parcialmente os harmônicos pares e apresentam variação de ganho e fase quando da variação da freqüência

Método de extração em tempo real de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos.

5 APLICAÇÕES DO EXTRATOR

Os resultados da simulação de dois exemplos de aplicação do extrator proposto são apresentados.

Aplicações relacionadas à compensação ativa de perturbações (filtros ativos de potência, restauradores dinâmicos de tensão) e relés de proteção necessitam da detecção em tempo real de desequilíbrios e harmônicos, de tensão ou de corrente (Abellán et al., 1999), (Bhavaraju; Enjeti, 1993), (Akagi; Nabae, 1993), (Brittain, 2002), (Chen; Hsu, 2000), (Choi et al., 2000), (Cutri; Matakas Jr., 2003), (Czarnecki, 1993), (Dixon et al., 1995), (Hochgraf; Lasseter, 1998), (Kim et al., 2001), (Lin et al., 1992), (Kim, 2002), (Chang, G.W.; Shee, T., 2002), (Ledwich; George, 1994), (Matsui; Fukao, 1990), (McGranaghan, M., 2003), (Nikolaenko, 1998), (Senini; Wolfs, 2000), (Verdelho; Marques, 1994), (Watanabe; Aredes, 1998), (Willems, 1993), (Zhang; Xu, 2001), (Cutri; Matakas Jr., 2004) e (Ahn, S.U. et al., 2005).

Neste capítulo são exemplificadas as aplicações dos algoritmos propostos (cap.3) através da simulação de um filtro ativo de potência (seção 5.1) e simulação de um relé de sequência negativa (seção 5.2).

Os circuitos utilizados na simulação são apresentados no apêndice C e estão disponíveis no CD que acompanha a tese.

5.1 EXEMPLO DE APLICAÇÃO DO EXTRATOR - SIMULAÇÃO DE UM FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA

A compensação ativa de desequilíbrios pode ser feita através da injeção de correntes de sequência negativa através de conversores autocomutados do tipo PWM (Lin et al., 1992), (Bhavaraju; Enjeti, 1993), (Verdelho; Marques, 1994), (Abellán et al., 1994), (Dixon et al., 1995), (Hochgraf; Lasseter, 1998), (Watanabe; Aredes, 1998), (C.C. Chen; Hsu, 2000), (Choi et al., 2000), (Senini; Wolfs, 2000), (Zhang; Xu, 2001), (Kim, 2002) e (Cutri, 2004). O diagrama em blocos do sistema de compensação ativa utilizando um conversor comutado do tipo PWM é apresentado na Fig.5.1-1.

Método de extração em tempo real de sequência positiva, negativa e/ou harmônicos.

Fig. 5.1-1 – Diagrama em blocos do compensador ativo de desequilíbrios

As correntes da carga ($i_r(t), i_s(t), i_t(t)$) são medidas e um algoritmo efetua o cálculo das correntes de referência ($i_{ref_r-}, i_{ref_s-}, i_{ref_t-}$) a serem injetadas ($i_{r-}(t), i_{s-}(t), i_{t-}(t)$) pelo conversor, de modo que as correntes resultantes na rede ($i_{rc}(t), i_{sc}(t), i_{tc}(t)$) sejam balanceadas. As correntes injetadas ($i_{r-}(t), i_{s-}(t), i_{t-}(t)$) são controladas a fim de se garantir que sigam com a maior fidelidade possível os valores de referência calculados ($i_{ref_r-}, i_{ref_s-}, i_{ref_t-}$).

Neste exemplo de aplicação optou-se pela utilização de um conversor do tipo VSI nas simulações do compensador completo. O processo de equacionamento para o dimensionamento do conversor e das malhas de tensão e corrente é o mesmo utilizado em (Cutri, 2004).

A seguir, apresenta-se na Fig.5.1-2 um diagrama em blocos mostrando o conversor e as malhas de controle de tensão no barramento CC e da corrente CA. A Tabela IX apresenta um quadro-resumo com as opções adotadas para a simulação completa de um sistema de compensação de desequilíbrios.

Fig.5.1-2 - Diagrama em bloco mostrando o conversor e as malhas de controle de tensão no barramento CC e da corrente CA
vermelho-malha de tensão CC / azul-malha de corrente CA
/ verde-conversor / marrom-cálculo da corrente de referência

Método de extração em tempo real de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos.

Tabela IX - Quadro resumo das características adotadas referentes ao compensador para a simulação completa do sistema

Conversor	VSI
Malha de corrente	Deadbeat
Modulação	PWM com portadora triangular assimétrico $f_c=f_a/2$
Método para cálculo da corrente de referência	A (Fig.5.1-3) CD (Fig.5.1-4)
Tensão de pico de fase $[V_p]$ (V)	1
Corrente de sequência negativa $[I_-]$ (A)	1
Frequência da rede $[f]$ (Hz)	60
Impedância equivalente da rede $[Z]$ (por fase)	10%
Indutância de Acoplamento $[L]$ (uH)	265
Resistência em série com a indutância de acoplamento (Ω)	10% de X_L
Frequência de chaveamento $[f_c]$ (Hz)	10k
Frequência de amostragem $[f_a]$ (Hz)	20k
K_p	1.12
K_i	27

Para a simulação completa do sistema foi utilizado o software Matlab com passo de integração de $1\mu s$.

O sistema de compensação é simulado para uma carga variável ligada em triângulo. Todas as simulações são apresentadas com condições quiescentes em “ $t=0$ ” e todas as amplitudes das tensões e correntes são representadas pelos seus valores de pico, exceto quando especificado em contrário.

Apresentam-se a seguir, as formas de onda da corrente na carga, da corrente injetada pelo filtro e na rede após a compensação utilizando o método de extração **A** (Fig.5.1-3) e a estratégia de compensação total descrita na fig. 3c (Fig. 5.1-4).

Os métodos são simulados para uma carga variável ligada em triângulo.

O comportamento da carga simulada pode ser dividido em três partes com as seguintes características:

- I. Sistema sem carga é submetido a um degrau de carga que caracteriza o sistema com o máximo desequilíbrio possível ($X\%=100\%$)
 - inicialmente o sistema se encontra sem nenhuma carga até 0.005 s;
 - no intervalo de 0,005 s até 0,06 s é ligada uma carga desbalanceada (uma carga monofásica de $1\ \Omega$ é ligada entre as fases R e S), caracterizando uma situação de máximo desequilíbrio possível (a amplitude da seqüência positiva na linha (1 A) é igual a amplitude da seqüência negativa na linha (1 A));
- II. Submete-se o sistema desbalanceado a um degrau de carga de forma a balanceá-lo ($X\%=0\%$)
 - no intervalo de 0,06 s à 0,12 s o sistema recebe um degrau de carga de modo a balanceá-la, tornando-se uma carga em triângulo, com três resistências de $1\ \Omega$. Tem-se apenas uma corrente de seqüência positiva, com amplitude de 3 A;
- III. Adiciona-se ao sistema uma carga não linear com harmônicos
 - após 0,12 s somam-se a cada fase da carga do sistema um sinal harmônico com freqüência de 180 Hz, amplitude igual a 0,5 A e com fases (0° (fase r), 120° (fase s) e -120° (fase t)), em paralelo com sinal harmônico com freqüência de 300 Hz, amplitude igual a 0,2 A e com fases (-30° (fase r), -150° (fase s) e 90° (fase t)), em paralelo com uma resistência $3\ \Omega$;

Fig.5.1-3 – Filtro Ativo (Método A)
 Correntes da carga (gráfico superior)
 Correntes de seqüência negativa extraídas (gráfico intermediário)
 Correntes de linha na rede após a compensação (gráfico inferior)

Fig.5.1-4 – Filtro Ativo (Compensação Total)
 Correntes da carga (gráfico superior)
 Correntes de seqüência negativa e harmônicos extraídos (gráfico intermediário)
 Correntes de linha na rede após a compensação (gráfico inferior)

Método de extração em tempo real de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos.

Observa-se que:

- pela Fig.5.1-3 que a corrente injetada pelo filtro corresponde ao esperado, sendo injetada a parcela referente apenas à compensação da seqüência negativa da corrente da carga (parte I) bem como a compensação de parte dos harmônicos (parte III). A compensação foi realizada no tempo previsto de $\frac{1}{4}$ de ciclo compensando o desequilíbrio do sistema.

- pela Fig.5.1-4 que a corrente injetada pelo filtro corresponde ao esperado, sendo injetada a parcela referente à compensação total (seqüência negativa e harmônicos) da corrente da carga. Observa-se que a compensação foi realizada no tempo previsto de $\frac{3}{5}$ de ciclo compensando o desequilíbrio e distorções do sistema.

Na Fig.5.1-5 apresenta-se a atuação da malha de corrente para uma das fases (fase r) (método **A**). Nota-se o funcionamento esperado da malha de corrente onde a corrente injetada (azul) segue a referência imposta (verde).

Fig.5.1-5 - Comportamento da malha de corrente (fase r) (Método **A**)

Método de extração em tempo real de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos.

5.2 EXEMPLO DE APLICAÇÃO DO EXTRATOR - SIMULAÇÃO DE UM RELÉ DE SEQUÊNCIA NEGATIVA

A definição do grau de desequilíbrio de corrente (Robba et al., 1996) em um sistema elétrico, é dada pela eq.(5.2-1).

$$X(\%) = \frac{\left| \dot{I}_{-} \right|}{\left| \dot{I}_{+} \right|} \cdot 100 \quad (5.2-1)$$

onde $\left| \dot{I}_{-} \right|$ e $\left| \dot{I}_{+} \right|$ são respectivamente o módulo dos fasores correspondentes aos componentes de seqüência negativa e positiva da corrente.

Pretende-se simular o funcionamento de um relé de seqüência negativa desconectando a carga da rede quando o desequilíbrio for de 75%. O grau de desequilíbrio é calculado em tempo real a partir dos valores eficazes (calculado a partir de um integrador com janela móvel) de seqüência positiva e negativa calculados pelas operações **CD** e **AB** respectivamente.

Uma vez calculado o grau de desequilíbrio, procede-se a uma comparação com um valor de set-point (no caso 75%), quando os valores forem os mesmos a chave será acionada e a carga desconectada. Para esta implementação fez-se necessária a utilização de um circuito de bloqueio inicial do acionamento do relé durante um ciclo de modo a não promover um acionamento indesejado devido às condições iniciais de cálculo do grau de desequilíbrio (tempo necessário ao Matlab para o cálculo do grau de desequilíbrio a partir dos valores obtidos pelo algoritmo proposto).

Para o teste de acionamento do relé, simulou-se o comportamento da carga conforme as seguintes características:

- I. Sistema com carga equilibrada é submetido a um degrau de carga que caracteriza o sistema com um desequilíbrio ($X\%=50\%$) em $t=2/60$ s
- II. Submete-se o sistema desbalanceado a um novo degrau de carga de forma a obter o máximo desequilíbrio ($X\%=100\%$) em $t=4/60$ s

Método de extração em tempo real de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos.

A Fig.5.2-1 apresenta o comportamento da corrente da rede, do grau de desequilíbrio e do acionamento do relé em função do tempo.

Fig.5.2-1 – Simulação Relé de Seqüência Negativa
Comportamento da corrente da rede (gráfico superior)
Comportamento do acionamento do relé (gráfico inferior)

Observa-se que a detecção e o desligamento foram realizados conforme a configuração estabelecida ($X \geq 75\%$). O atraso no chaveamento deve-se ao modelo de chave existente no Matlab (a chave apenas executa o comando de abrir após a corrente chegar a zero).

A seguir são apresentados os circuitos utilizados para a implementação do relé de seqüência negativa:

- o circuito geral (Fig. 5.2-2);
- o cálculo das seqüência positiva e negativa pelas operações **CD** e **AB** (Fig. 5.2-3);
- o cálculo das correntes eficazes (Fig. 5.2-4);
- o cálculo do grau de desequilíbrio e comparação com o set-point (Fig. 5.2-5).

Fig. 5.2-2 - Circuito do relé de seqüência negativa simulado (Circuito Geral)

Fig. 5.2-3 - Circuito do relé de seqüência negativa simulado (cálculo das seqüência positiva e negativa)

Fig. 5.2-4 - Circuito do relé de seqüência negativa simulado (cálculo das correntes eficazes)

Método de extração em tempo real de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos.

Fig. 5.2-5 - Circuito do relé de seqüência negativa simulado (cálculo do grau de desequilíbrio e comparação com set-point)

6 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA A CONTINUIDADE DO TRABALHO

Seguem abaixo as conclusões finais deste trabalho e as sugestões para a sua continuidade.

Os diferentes métodos de extração apresentados mostraram-se como uma alternativa viável e eficiente quando o objetivo é o cálculo da seqüência negativa, positiva e/ou harmônicos em tempo real. O fato de funcionarem como um filtro digital com tempo de atuação bem definido, a possibilidade de se trabalhar sem PLL, desde que a freqüência seja 60 Hz, a operação direta com os sinais medidos, a baixa complexidade numérica que resulta um tempo de execução pequeno com convergência menor que um ciclo são características que os tornam atrativos para várias aplicações, no entanto, a influência da extração parcial dos harmônicos pares e da variação de ganho e fase quando da variação da freqüência devem ser objeto de análise de acordo com a aplicação a ser realizada.

A opção pela extração total ou parcial dos distúrbios no sistema (desequilíbrios e harmônicos) depende das características desejadas e da aplicação a ser desenvolvida. As análises efetuadas da resposta em regime, transitória e em freqüência fornecem ao projetista ferramenta para a escolha do método mais adequado à sua necessidade.

Seguem abaixo propostas para a continuidade do presente trabalho:

- aplicar os métodos propostos em diversos casos de aplicação e a seguir comparar seu desempenho com outros métodos conhecidos da literatura.
- aplicar os conceitos estudados nos métodos propostos para o cálculo de potências ativas e reativas;
- estudar o uso dos métodos propostos para geração de PLL comparando-os com outras técnicas disponíveis na literatura;
- estudar o uso dos métodos propostos quando da operação com inter e sub-harmônicos;
- ajustar o algoritmo implementado no DSP de modo a melhorar a resposta das operações propostas;

Método de extração em tempo real de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos.

LISTA DE REFERÊNCIAS

ABELLÁN,A; GARCERÁ,G.; BENAVENT,J. A New Control Method for Obtaining Reference Currents of Shunt Active Power Filters in Unbalanced and Non-Sinusoidal Conditions. In:Industrial Electronics– ISIE'99 Proceedings of the IEEE International Symposium on,Jul.1999. **Anais eletrônicos**. v.2.

AHN,S.U.; JARDINI,J.A.; MATAKAS JR.,L.; KOMATSU,W.; MASUDA,M.; SILVA,F.; GALASSI,M.; MARTINZ,F.; COPELIOVICT,H.; OLIVEIRA,M.A.; CAMARGO,J.; ZANETTI,E.; LIMA,E.; Implementação e testes da geração de referência e controle em um protótipo de restaurador dinâmico de tensão.In: VI SBQEE VI Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica, Belém, Pará, Brasil, Agosto, 2005.

AKAGI,H.; NABAE,A. The p-q Theory in Three-Phase Systems Under Non-Sinusoidal Conditions. **ETEP**, v.3, n.1, Jan. Feb. 1993.

AKAGI,H.; NABAE,A.; KANAZAWA,Y. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage - IEEE Trans. Ind. Applicat, 1984

ANALOG DEVICES. ADMC401 EVALUATION KIT – todos os livros que fazem parte do kit de desenvolvimento, manuais de hardware e software;

BHAVARAJU,V.P.; ENJETI,P.N. Analysis and Design of an Active Power Filter for Balancing Unbalanced Loads. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.8, n.4, Oct. 1993.

BRITTAIN,J.C. Charles F. Scott : A Pioneer in Electrical Power Engineering. **IEEE Industry Applications Magazine**, p.6-8. Nov. Dec. 2002.

CHANG,G.W.; SHEE,T. A Comparative Study of Active Power Filter Reference Compensation Approaches. IEEE 2002 Power Engineering Society Summer Meeting, 21-25 July 2002. **Anais**, IEEE, v.2, p.1017-1021. 2002.

CHEN,C.C.; HSU,Y. A Novel Approach to the Design of a Shunt Active Filter for na Unbalanced Three-Phase Four Wire System under Nonsinusoidal Conditions. In:Power Engineering Society Summer Meeting,Jul.2000. **Anais eletrônicos**. v.2. p.1059.

CHOI,S.; LEE,W.; HYUN,D.; LEE, T. The Control system of the Active Power Filter Considering Power Factor in Unbalanced Load. In:Industry Applications Conference, Oct.2000. **Anais eletrônicos**. v.4. p.2123-2128.

CLARKE, Edith. **Circuit Analysis of AC Power System**, v.1, New York :John Wiley & Sons, 1943.

CUTRI,R.; MATAKAS JR.,L. Reference Currents Determination Techniques For Load Unbalance Compensation. In:7º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência– COBEP'03,Fortaleza,Set.2003. CD-ROM

Método de extração em tempo real de sequência positiva, negativa e/ou harmônicos.

CUTRI,R.; MATAKAS JR.,L. A new instantaneous method for harmonics, positive and negative sequence detection for compensation of distorted currents with static converters using pulse width modulation. In: 11° ICHQP 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power 2004, Lake Placid, New York, September, 2004.

CUTRI,R. Compensação de desequilíbrios de carga empregando conversor estático operando com modulação em largura de pulso. 2004. Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo.

CUTRI,R.; MATAKAS JR.,L. A generalized instantaneous method for harmonics, positive and negative sequence detection/extraction. In: PESC 2007 (IEEE Power Electronics Specialists Conference) – Junho 17-21, Orlando, Flórida/USA

CZARNECKI,L.S. Power Factor Improvement of Three-Phase Unbalanced Loads with Non-Sinusoidal Supply Voltage. **ETEP**, v.3, nº1, Jan. Feb. 1993.

DECKMANN, S.M.; MARAFAO, F.P. Time based decompositions of voltage, current and power functions - Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings. Ninth International Conference on Volume 1, Issue , 2000 Page(s):289 - 294 vol.1

DIXON,J.W.; GARCIA,J.; MORÁN,T.L. A Control System for a Three Phase Active Power Filter which Simultaneously Compensates Power Factor and Unbalanced Loads. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.42, Issue:6, p.636-641. Dec. 1995.

FERRERO,A. Unbalancing and Distorting Loads : Can They Be Detected and Their Detrimental Effect Be Measured ?. In:Harmonics and Quality of Power , Proceedings 8th International Conference on,Oct.1998. **Anais eletrônicos**. v.2. p.809-813.

Fortescue,C.L. Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. In:34th **Annual Convention of the America Institute of Electrical Engineers**. Atlantic City, N.J. , June. 1918.

HAFNER,J.; AREDES,M.;HEUMANN, K.; “A shunt active filter applied to high voltage distribution lines,” IEEE Trans. Power Delivery, vol. 12, pp. 266–272, Jan. 1997.

HOCHGRAF,C.; LASSETER,R. Statcom Controls for Operation with Unbalanced Voltages. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v.13. n.2, Apr. 1998.

IEEE 519-1992 IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems - Institute of Electrical and Electronics Engineers / 01-May-1992 - ISBN: 1559372397

KIM,H.; BLAABJERG,F; JENSEN,B.B.; CHOI,J. Instantaneous Power Compensation in Three-Phase Systems by Using p-q-r theory. In:Power Electronics Specialists Conference,2001–PESC’2001- IEEE 32nd Annual,June.2001. **Anais eletrônicos**. v.2.

Método de extração em tempo real de sequência positiva, negativa e/ou harmônicos.

p.478-485.

KIM,H. Control an Active Filter in Unbalanced Non- sinusoidal Source Voltages. In:Power Conversion Conference Proceedings of.,Osaka,Apr.2002. **Anais eletrônicos**. v.2. p.831-836. Acesso restrito disponível em:<periódicos IEEE-Capes>.

LEDWICH,G.; GEORGE,T.A. Using Phasors to analize power system negative phase sequence voltages caused by unbalanced loads. **IEEE Transactions in Power Systems**, v.9, n.3, Aug. 1994.

LIN,C.E.; CHEN,C.L.; HUANG,C.L. Calculating Approach and Implementation for active Filters in Unbalanced Three-Phase System using Synchronous Detection Method. In:Industrial Electronics,Control,Instrumentation and Automation – ‘Power Electronics and Motion Control’, Proceedings of the 1992 International Conference on,Nov.1992. **Anais eletrônicos**. v.1. p.374-380.

MARAFÃO F.P.; DECKMANN S.M.; POMILIO J.A.; MACHADO R.Q.; A Software-Based PLL Model: Analysis And Applications - CBA 2004 - XV Congresso Brasileiro de Automática. Gramado-Rio Grande do Sul. .Setembro 2004.

MARQUES,G.D. A Comparison of Active Filters Control Methods in Unbalanced and Non-sinusoidal Conditions. In:Industrial Electronics Society – IECON’98 Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE,Aug.Sep.1998. **Anais eletrônicos**. v.1. p.444-449. Acesso restrito disponível em:<periódicos IEEE-Capes>.

MATAKAS JR.,L. Conexão Paralela de Conversores Estáticos do Tipo Fonte de Tensão Sem Transformador. 1998. Tese (Doutorado) - Escola Politécnica,Universidade de São Paulo. São Paulo.

MATAKAS JR.,L.; MARTINZ F.O.; GIARETTA A.R.; GALASSI M.; KOMATSU W. Uma Abordagem Gráfica Para Um Algoritmo De PII Baseado Em Seqüência Positiva - CBA2006 – 16º Congresso Brasileiro de Automática, Bahia, Outubro 2006.

MATSUI,M.; FUKAO,T. A Detecting Method for Active-Reactive-Negative Sequence Powers ans its Application. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.26, n.1, Jan. Feb. 1990.

MCGRANAGHAM,M. Active Filter Design and Specification for Control of Harmonics in Industrial and Commercial Facilities. **Electrotek Concepts**,Inc. Knoxville TN, USA. Disponível em:<<http://www.dranetz-bmi.com/pdf/activeFilter.pdf>>. Acesso em:2003.

NABAE,A.; NAKANO,H.; TOGASAWA,S. An Instantaneous Distorcion Current Compensator Without Any Coordinate Transformation. In:International Power Electronics Conference-IPEC’95,Yokohama,1995. p.1651-1655. 1995.

NIKOLAENKO,V.G. Optimal Balancing of Large Unbalanced Loads Using Shunt Compensators. In:Harmonics and Quality of Power , Procceedings 8th International Conference on,Oct.1998. **Anais eletrônicos**. v.1. p.537-542.

Método de extração em tempo real de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos.

ONS – Operador Nacional do Sistema Submódulo 2.2 – Padrões de desempenho da Rede Básica – (24/12/2002) Resolução nº 791/02 – ANEEL – obtido no endereço na Internet: <http://www.ons.org.br>

PENTEADO JR.,A.A. **Compensadores estáticos para desequilíbrios : um procedimento de especificação e de análises das interferências no sistema elétrico.** 1985. Tese (Doutorado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo.

ROBBA,J. et al. **Introdução a Sistemas Elétricos de Potência.** 2ed. São Paulo:Edgard Blucher, 1996.

SANTANU S; P. K. MAHARANA AND V.K. AGARWAL **Phase-Locked Loop Design for Flexible Mode Tracking** Control System Group. ISRO SATELLITE CENTRE, Baogalorc. India. Anais eletrônicos IEEE XPLORE 2003 - <acessado em outubro de 2007>.

SENINI,S.; WOLFS,P. Hybrid Active Filter for Harmonically Unbalanced Three Phase Three Wire Railway Traction Loads. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.15, n.4, July. 2000.

SENINI,S.T.; WOLFS,P.J. Novel Topology of Unbalanced Load in Single Phase Electric Traction Systems. In:Power Electronics Specialists Conference,2001–PESC’2002-IEEE 33rd Annual,June.2002. **Anais.** v.3. p.1208-1212. 2002.

VERDELHO,P.; MARQUES,G.D. Design and Performance of an Active Power Filter and Unbalanced Current Compensator. In:Industrial Electronics,Control and Instrumentation,Sep.1994. IECON’94,20th International Conference on. **Anais eletrônicos.** 1994. v.1. p.422-427.

WATANABE,E.; AREDES,M. Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações – Filtros Ativos e FACTS". Tutorial in the **CBA’98** (XII Brazilian Automatic Control Conference), Uberlândia, Brazil, Sep.14-18, 1998.

WATANABE,E.; AREDES,M.; AKAGI,H. The p-q theory for active filter control : some problems and solutions. In:XIV Congresso Brasileiro de Automática-CBA,2002.

WILLEMS,J.L. Current Compensation in Three-Phase Power Systems. **ETEP**, v.3, n.1, Jan. Feb. 1993.

ZHANG, G.; XU, Z. A New Real-time Negative and Positive Sequence Componentes Detecting Method Based on Space Vector. In:POWER ENGINEERING SOCIETY WINTER MEETING 2001,Jan.-Feb.2001. **Anais eletrônicos.** IEEE, v.1. p.275-280.

APÊNDICE A – MÉTODO PROPOSTO DE EXTRAÇÃO APLICADO A UM SINAL COM SEQUÊNCIA ZERO

A eq. (3.2), utilizada para obtenção dos sinais de sequência zero, pode ser reescrita no domínio do tempo eq. (AP-1).

$$\begin{bmatrix} s_{r0}(t) \\ s_{s0}(t) \\ s_{t0}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_r(t) \\ s_s(t) \\ s_t(t) \end{bmatrix} \quad (\text{AP-1})$$

Assim, pode-se antes de aplicar as operações propostas (cap. 3) extrair o sinal de sequência zero existente.

Caso a sequência zero não seja extraída antes da aplicação das operações (**A**, **B**, **C**, **D**) ela será processada pelas operações, podendo ser extraída ou não dependendo de sua ordem e da operação utilizada (**A**, **B**, **C**, **D**).

A demonstração matemática desta constatação é feita adotando-se um sinal trifásico contendo um componente harmônico genérico de sequência zero e calculando-se o sinal extraído de acordo com a operação proposta.

Assim, sejam os sinais instantâneos $s_{rh0}(t)$, $s_{sh0}(t)$ e $s_{th0}(t)$ representados na forma exponencial respectivamente nas eqs.(AP-2), (AP-3) e (AP-4).

$$s_{rh0}(t) = \text{Re}(S_0 \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h0})}) \quad (\text{AP-2})$$

$$s_{sh0}(t) = \text{Re}(S_0 \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h0})}) \quad (\text{AP-3})$$

$$s_{th0}(t) = \text{Re}(S_0 \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h0})}) \quad (\text{AP-4})$$

AP.1 Demonstração matemática da operação A aplicada a um sinal contendo sequência zero

A seguir descreve-se o cálculo de $s_{r-}(t)$ (eq.(AP.1-1)) substituindo os valores dados pelas eqs. (AP-2), (AP-3), (AP-4) na eq.(3.6).

$$s_{r-}(t) = \text{Re}\left(\frac{S_0}{3} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h0})} - \frac{S_0}{3} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h0} - h \cdot \frac{\pi}{3})} + \frac{S_0}{3} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h0} - h \cdot 2\frac{\pi}{3})}\right) \quad (\text{AP.1-1})$$

Os sinais $s_s(t)$ e $s_t(t)$ seguem o mesmo procedimento e são idênticos a $s_r(t)$.

AP.2 Demonstração matemática da operação B aplicada a um sinal contendo sequência zero

A seguir descreve-se o cálculo de $s_{r-}(t)$ (eq.(AP.2-1)) substituindo os valores dados pelas eqs. (AP-2), (AP-3), (AP-4) na eq.(3.7).

$$s_{r-}(t) = \text{Re}\left(\frac{S_0}{3} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h0})} - \frac{S_0}{6} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h0})} - \frac{S_0}{6} \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h0})} + \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot S_0 \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h0} - h \cdot \frac{\pi}{2})} - \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot S_0 \cdot e^{j(h\omega t + \phi^{h0} - h \cdot \frac{\pi}{2})}\right) \quad (\text{AP.2-1})$$

Os sinais $s_s(t)$ e $s_t(t)$ seguem o mesmo procedimento e são idênticos a $s_r(t)$.

De forma análoga, as demonstrações dos itens AP.1 e AP.2 valem respectivamente para as operações **C** e **D**.

AP.3 RESPOSTA EM REGIME

A partir dos resultados dos itens AP.1 e AP.2, apresentam-se na Tabela X o ganho de amplitude e a defasagem relativos ao uso das operações **A**, **B**, **C** e **D** para um sinal de seqüência zero.

TABELA X – Ganho de amplitude (p.u.) e fase (graus) das operações A, B, C, D para harmônicas pares e ímpares de seqüência zero.

Operação	A	B	C	D
1ºseq0	0	0	0	0
2ºseq0	$\frac{2}{3}\overline{60}$	0	$\frac{2}{3}\overline{60}$	0
3ºseq0	$1\overline{0}$	0	$1\overline{0}$	0
4ºseq0	$\frac{2}{3}\overline{-60}$	0	$\frac{2}{3}\overline{-60}$	0
5ºseq0	0	0	0	0
6ºseq0	$\frac{1}{3}\overline{0}$	0	$\frac{1}{3}\overline{0}$	0
7ºseq0	0	0	0	0
8ºseq0	$\frac{2}{3}\overline{60}$	0	$\frac{2}{3}\overline{60}$	0
9ºseq0	$1\overline{0}$	0	$1\overline{0}$	0
10ºseq0	$\frac{2}{3}\overline{-60}$	0	$\frac{2}{3}\overline{-60}$	0
11ºseq0	0	0	0	0
12ºseq0	$\frac{1}{3}\overline{0}$	0	$\frac{1}{3}\overline{0}$	0

As operações **A** e **C** apresentam o mesmo ganho e fase para harmônicos de ordem $(2+6n)$, $(3+6n)$, $(4+6n)$ e $(6+6n)$ ($n=0,1,2,\dots$) sendo que para outras ordens ou operações o ganho é nulo.

AP.4 Análise da influência da frequência do sinal de Seqüência Zero

A fim de analisar a influência da variação da frequência na aplicação das operações **A**, **B**, **C**, **D** em sinal que contenham componentes de seqüência zero buscou-se verificar o comportamento das operações (baseadas no período fixo de $1/(60 \text{ Hz})$) com um sinal de frequência compreendida entre 50 Hz e 70 Hz (passo de 1 Hz) (Figs. AP-1).

Observa-se na Fig. AP-1 que, dependendo da ordem do harmônico de seqüência zero, as quatro operações apresentam grandes alterações de fase e amplitude para uma grande faixa de variação (50 a 70 Hz) do sinal de entrada.

Fig. AP-1 - Operação A - Resposta em Frequência para vários harmônicos de seqüência zero. Acima: ganho Abaixo: fase

Método de extração em tempo real de seqüência positiva, negativa e/ou harmônicos.

Assim, observa-se que o ganho (amplitude e defasagem), apresentado pelas quatro operações ao se aplicarem sinais com seqüência zero, é dependente da ordem do harmônico, da operação e da freqüência fundamental. Sugere-se assim que a seqüência zero seja extraída dos sinais originais através da eq. (AP-1), antes de se aplicarem quaisquer das quatro operações.

APÊNDICE B – IMPLEMENTAÇÃO DO BUFFER

Cada operação (**A**, **B**, **C**, **D**) realizada demanda um atraso de tempo condizente com o deslocamento imposto em cada operação (capítulo 3), necessitando assim de um sistema de armazenamento (buffer).

Na simulação numérica, via Matlab, utilizou-se um bloco de atraso conforme disposto na Fig.B-1. No começo da simulação, o bloco fornece a saída de acordo com o valor inicial pré-definido (no caso adotou-se condição inicial nula) até que o tempo de simulação exceda o tempo de atraso definido. Os resultados da simulação numérica do armazenamento para um atraso de 60° , avanço de 60° (atraso de 120° com sinal negativo) e atraso de 90° são apresentados na Fig.B-2.

Fig.B-1 – Circuito Teste do Buffer (Simulação)

Fig.B-2 Sinais Bufferizados (Simulação)

(de cima para baixo)

sinal original / sinal atrasado de 60° / sinal adiantado de 60° / sinal atrasado de 90°

Para a implementação do buffer no DSP (ADMC-401- Fig.B-3), foi utilizado o mesmo princípio da simulação numérica.

Fig.B-3 - Diagrama de Blocos do ADCM-401

Método de extração em tempo real de sequência positiva, negativa e/ou harmônicos.

Conforme o capítulo 3, o atraso de 90° foi implementado armazenando-se as últimas $N/4$ amostras medidas, o avanço de 90° foi obtido através da multiplicação dos sinais atrasados de 90° por -1 . O atraso de 60° foi obtido armazenando-se as últimas $N/6$ amostras medidas e o avanço de 60° foi obtido utilizando-se as últimas $N/3$ amostras medidas, equivalentes a um atraso de 120° , com sinal negativo (N é igual ao número de amostras por ciclo da rede na frequência fundamental). Assim, observa-se que o maior número de amostras que devem ser armazenadas é de $N/3$, desta forma, implementou-se um buffer circular com esta dimensão de modo a extrair os valores necessários apenas posicionando-se adequadamente o ponteiro (Fig.B-4).

As operações somente são calculadas após inicialmente terem sido armazenadas $N/3$ amostras, sendo que a cada novo cálculo o valor armazenado no buffer é renovado ($n_{i-1} \leftarrow n_i$) e a partir daí calcula-se novamente as operações.

Fig.B-4 – Buffer digital

APÊNDICE C – CIRCUITOS SIMULADOS

A seguir são apresentados os circuitos utilizados para o estudo dos métodos propostos bem como para a simulação dos exemplos constantes no capítulo 5.

São apresentados:

- circuito-teste referente a todas as operações (Figura C-1)
- circuito simulado operação A (Figura C-2)
- circuito do filtro ativo simulado (compensador completo) (Figura C-3)
- circuito do conversor utilizado no filtro ativo simulado (parte 1) (Figura.C-4a)
- circuito do conversor utilizado no filtro ativo simulado (parte 2) (Figura.C-4b)
- malha de tensão utilizada no filtro ativo simulado (Figura C-5)
- malha de corrente utilizada no filtro ativo simulado (Figura C-6)

No esquema da Fig. C-1, deve-se ler **A** no lugar de A1 e **B** no lugar de B1, o índice foi colocado automaticamente devido a restrição interna do Matlab quanto a duplicidade de nomes. Ainda na mesma figura, o bloco “Discrete 3 phase programmable source” é um gerador de sinais trifásico programável em amplitude, frequência, fase, ordem e sequência.

Fig. C-1 - Circuito-teste referente a todos os métodos

Na Fig.C-2 apresenta-se em detalhe o bloco **A** apresentado na Fig.C-1, que implementa a operação **A** proposta. Os blocos subsystem1,2 e 3 são blocos de atraso semelhantes ao já apresentado na Fig. B-2 e visam implementar as operações necessárias ao cálculo do sinal extraído da eq.(3.6).

Fig. C-2 - Circuito simulado método A

Nas Figs. C-3, C-4, C-5 e C-6 a seguir, são apresentados respectivamente o circuito completo do Filtro Ativo simulado no capítulo 5, o bloco do conversor, a malha de tensão e a malha de corrente.

Fig. C-3 - Circuito do filtro ativo simulado (compensador completo)

Método de extração em tempo real de sequência positiva, negativa e/ou harmônicos.

Fig.C-4b – Conversor (parte 2)

Fig.C-5 – Malha de tensão

Método de extração em tempo real de sequência positiva, negativa e/ou harmônicos.

Fig.C-6 – Malha de corrente