

ESTIMAÇÃO DE ESTADO EM SISTEMAS DE POTÊNCIA CA/CC

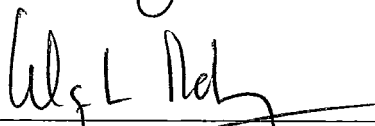
Mauro Prais

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS (M.Sc.).

Aprovada por:



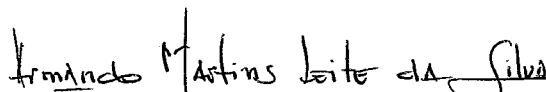
Djalma Mosqueira Falcão



Alquindar de Souza Pedroso



Paulo Alexandre Machado



Armando Martins Leite da Silva

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

NOVEMBRO DE 1984

PRAIS, MAURO

Estimação de Estado em Sistemas de Potência CA/CC (Rio de Janeiro) 1984.

XII, 108 p., 29,7 cm (COPPE/UFRJ, M.Sc., Engenharia de Sistemas, 1984).

Tese - Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE.

1- Estimação de Estado

I- COPPE/UFRJ

II-Título (série)

Devemos estar decididos a reformular a nós mesmos e às nossas instituições para lidar com as novas realidades, pois essa é a condição da admissão a um futuro praticável e decente mente humano.

(A.Toffler-"The Third Wave")

AGRADECIMENTOS

A elaboração desta tese contou com a valiosa orientação proporcionada na fase inicial pelo engenheiro Ongun Alsac, ex-integrante do Grupo de Controle em Tempo Real do CEPEL, e, na fase final, pelo professor Djalma Mosqueira Falcão, da COPPE/UFRJ.

Este trabalho tornou-se possível graças ao apoio do CEPEL, através da concessão de uma bolsa de pós-graduação durante o ano de 1980 e da utilização de suas instalações e equipamentos.

Foi igualmente fundamental o estímulo e colaboração por parte dos colegas engenheiros Boris G. Gorenstin, Paulo Alexandre Machado e Luiz Maurício Thomé, do Grupo de Controle em Tempo Real do CEPEL, João Luiz E. Marinho, ex-integrante deste grupo, e Mário Edison B.M. de Oliveira, Luiz Correa Lima, Ronaldo L. A. Pitta e Luiz Mauro G. Silveira do DAE.O de FURNAS.

O trabalho datilográfico foi executado por Ana Maria Costa Danielli, a quem agradeço a eficiência e dedicação.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

ESTIMAÇÃO DE ESTADO EM SISTEMAS DE POTÊNCIA CA/CC

Mauro Prais

NOVEMBRO, 1984

Orientador: Djalma Mosqueira Falcão

Programa: Engenharia de Sistemas e Computação

Neste trabalho são apresentadas técnicas para representação de elos de corrente contínua (DC) na estimação estática de estado de sistemas de potência de corrente alternada (AC), adequadas para a extensão tanto de programas de aplicação em tempo real quanto de programas voltados para estudo.

O modelo de elos DC utilizado, basicamente similar aos usualmente encontrados na literatura, é capaz de acomodar esquemas multiterminais, o que simplifica a representação de configurações assimétricas e de paralelismo de polos, passíveis de acontecerem durante a operação de elos mono e bipolares.

Na estimação de estado é utilizada a formulação de mínimos quadrados ponderados (WLS), podendo ser empregados métodos desacoplados no algoritmo de solução AC. O processamento de erros grosseiros é realizado de forma independente nos sistemas AC e DC.

A utilização de um algoritmo do tipo sequencial requer poucas alterações em programas AC previamente existentes e proporciona grande flexibilidade em caso de eventuais modificações em diferentes partes do "software". É possível desenvolver e testar as rotinas DC antes de sua integração no programa.

Nos testes realizados foi utilizada uma parte do sistema elétrico brasileiro, incluindo o elo DC bipolar duplo de Itaipu, com diferentes configurações. É mostrado que a eficiência do programa não é degradada pela inclusão do modelo de elos DC.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

STATE ESTIMATION OF AC/DC POWER SYSTEMS

Mauro Prais

NOVEMBER, 1984

Chairman: Djalma Mosqueira Falcão

Department: Systems Engineering

Techniques to represent direct current (DC) links into alternate current (AC) power system static state estimation are presented in this work, suitable for the extension of real-time and study-mode programs as well.

The DC link model utilized, basically similar to those usually found in the literature, is able to accommodate multiterminal schemes, what simplifies the representation of asymmetric and pole paralleling configurations which are likely to occur during the operation of mono and bipolar links.

The weighted least-squares (WLS) formulation is used for state estimation. Decoupled state estimation schemes may be employed for the AC portion of the solution algorithm. Bad data processing is performed independently for the AC and DC systems.

The use of a sequential-type algorithm requires few changes on previously existing AC programs and provides a great flexibility in case of eventual modifications in different parts of the software. It is possible to develop and test the DC routines before incorporating them into the program.

Tests were performed using a part of the Brazilian electric system including the Itaipu double bipolar DC link, with different configurations. It is shown that the efficiency of the program is not degraded by the inclusion of the DC link model.

PRINCIPAIS SÍMBOLOS E ABREVIACÕES

AC -	Corrente alternada
DC -	Corrente contínua
WLS -	Mínimos quadrados ponderados
e_a, e_b, e_c -	Tensões instantâneas nas fases a, b e c em relação a terra, em KV
E_m -	Valor de pico de tensão em relação à terra, em KV.
θ -	Ângulo de defasamento da tensão instantânea na fase a
v_c -	Tensão contínua instantânea na válvula conversora antes do reator de alisamento
v_n -	Tensão contínua no ponto de curto-circuito entre fases durante a comutação
α, μ, δ -	Ângulos de ignição, comutação e extinção do conversor
X_c -	Reatância do transformador do conversor, por fase, por ponte de seis pulsos
R_c -	Resistência equivalente de comutação
V_{co} -	Tensão contínua em vazio sem controle de disparo
V_{cb} -	Tensão base do elo DC
V_{pb}, V_{sb} -	Tensões base do primário e secundário do transformador do conversor
V_p, V_s -	Módulos das tensões AC do primário e secundário do transformador de conversor, em KV
V -	Módulo da tensão AC de barra de interconexão, em p.u.

- a - Tap do transformador do conversor, em p.u., referido ao secundário, ou seja, segundo a relação 1:a
- K - Constante do conversor
- V_c, I_c - Tensão e corrente do conversor
- P_c, Q_c - Potência ativa e reativa do conversor
- ϕ - Ângulo do fator de potência ($0^\circ < \phi < 90^\circ$ para reificador; $90^\circ < \phi < 180^\circ$ para inversor)
- λ - Ângulo de controle (ângulo de ignição para retificador ou ângulo de extinção para inversor)
- p - Número de pontes equivalentes de 6 pulsos do conversor
- V_d, I_d - Tensão e injeção de corrente em um nó DC
- n_c, n_d - Número total de conversores e nós DC
- $\underline{V}_c, \underline{I}_c$ - Vetores ($n_c \times 1$) constituídos por todas as tensões V_c e correntes I_c respectivamente
- $\underline{V}_d, \underline{I}_d$ - Vetores ($n_d \times 1$) constituídos por todas as tensões V_d e correntes I_d respectivamente
- r_d, r_e - Resistências da linha DC e do eletrodo
- G_d - Matriz nodal de condutâncias ($n_d \times n_d$) da rede DC
- I_L - Corrente em uma linha DC
- C - Matriz de conexão ($n_c \times n_d$) entre os conversores e os nós DC. C^t é a matriz C transposta
- m - Número de medidas
- n - Número de variáveis de estado
- \underline{z} - Vetor ($m \times 1$) de valores das medidas
- \underline{x} - Vetor ($n \times 1$) de variáveis de estado. O estado verdadeiro é denotado pelo sub-índice $v(\underline{x}_v)$; o estado estimado é denotado pelo acento $\hat{(\underline{x})}$; o valor de \underline{x} na iteração k é denotado pelo super-índice $k(\underline{x}^k)$

- $\underline{h}(\underline{x})$ - Vetor ($m \times 1$) de funções não lineares que consti-
tuem os modelos das grandezas medidas
- $\underline{\varepsilon}_z, \Sigma_z$ - Vetor ($m \times 1$) de erros das medidas e sua respecti-
va matriz de covariância ($m \times m$)
- W - Matriz ($m \times m$) de ponderações, igual a Σ_z^{-1} .
- $J(\underline{x})$ - Função objetivo do método WLS
- $H(\underline{x})$ - Matriz Jacobiana ($m \times n$) dos modelos das medidas
- $G(\underline{x})$ - Matriz Ganho ($n \times n$)
- $\Delta \underline{x}^k$ - Vetor ($n \times 1$) de correções a serem efetuadas no ve-
tor \underline{x} na iteração k
- $\underline{\varepsilon}_x, \Sigma_x$ - Vetor ($n \times 1$) de erros de estimação de estado e
sua respectiva matriz de covariância ($n \times n$)
- $\underline{\varepsilon}_h, \Sigma_h$ - Vetor ($m \times 1$) de erros de estimação das medidas e
sua respectiva matriz de covariância ($m \times m$)
- \underline{r}, Σ_r - Vetor ($m \times 1$) resíduos das medidas após a estima-
ção de estado e sua respectiva matriz de covariân-
cia ($m \times m$)
- $\text{diag}(\Sigma_r)$ - Matriz ($m \times m$) diagonal formada pelos elementos
diagonais de Σ_r
- \underline{r}_N - Vetor ($m \times 1$) de resíduos normalizados das medidas
- z_i, r_i - i -ésimos elementos dos vetores \underline{z} e \underline{r}
- σ_i, ρ_i - Elementos diagonais das i -ésimas linhas das matri-
zes Σ_z e Σ_r
- \tilde{z}_i - Estimativa do valor de medida z_i sem o erro gros-
seiro pela presente
- $\hat{\delta}_i$ - Estimativa do erro grosseiro presente na medida z_i

ÍNDICE

CAPÍTULO I	- INTRODUÇÃO	01
CAPÍTULO II	- MODELO MATEMÁTICO DE ELOS DC	05
II.1	INTRODUÇÃO	05
II.2	DESCRIÇÃO DE UM ELO DC	06
II.3	MODELO DA CONVERSÃO AC/DC	12
II.3.1	Propriedades dos Conversores	12
II.3.2	Retificação com Controle de Disparo e Atraso da Comutação	16
II.3.3	Conversão de Potência AC/DC	30
II.3.4	Conversor Operando como Inversor	34
II.3.5	Associação de Pontes em Série e Pontes de 12 Pulsos	36
II.3.6	Resumo das Equações do Modelo	38
II.4	MODELO DA REDE DC	39
CAPÍTULO III	- ESTIMAÇÃO DE ESTADO	42
III.1	INTRODUÇÃO	42
III.2	MÉTODO DOS MÍNIMOS QUADRADOS PONDERADOS (WLS)	43
III.3	PROCESSAMENTO DE ERROS GROSSEIROS	48
III.4	MÉTODOS DESACOPLADOS RÁPIDOS	52

CAPÍTULO IV - REPRESENTAÇÃO DE ELOS DC NA ESTIMAÇÃO DE ESTADO	55
IV.1 INTRODUÇÃO	55
IV.2 VARIÁVEIS DE ESTADO E SISTEMA DE MEDIÇÃO DC ..	56
IV.3 DESACOPLAMENTO AC/DC	63
IV.4 ESQUEMAS ITERATIVOS	65
IV.5 ASPECTOS COMPUTACIONAIS	73
CAPÍTULO V - TESTES E RESULTADOS	76
V.1 INTRODUÇÃO	76
V.2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA TESTE	76
V.3 AVALIAÇÃO DOS RESULTADOS	84
CAPÍTULO VI - CONCLUSÕES	93
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	95
APÊNDICE A - EXPRESSÕES PARA OS MODELOS DAS MEDIDAS AC	98
APÊNDICE B - EXPRESSÕES PARA OS MODELOS DAS MEDIDAS DC	104

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Atualmente, a transmissão de potência em corrente contínua se constitui numa opção viável a ser empregada nos sistemas elétricos de potência. Sua aplicação torna-se interessante, tanto técnica como economicamente, em situações de transmissão de potência a longa distância, interligação de sistemas de corrente alternada de diferentes frequências ou fora de sincronismo, transmissão de potência por cabo marítimo, etc.

A operação e controle dos elos de corrente contínua (DC), a exemplo dos sistemas de corrente alternada (AC), também requerem informações em tempo real sobre suas condições operativas. Tais informações são obtidas através de medições, as quais são realizadas na rede elétrica, teletransmitidas ao centro de operações do sistema e apresentadas, diretamente ou após processamento, aos despachantes. Considerando que o sistema de medição e teletransmissão introduz naturalmente erros nas medidas em relação a seus valores verdadeiros, ameaçando a sua confiabilidade, e que eventuais falhas em alguns de seus componentes podem ocasionar a não disponibilidade de uma ou mais medidas, é indispensável a adoção de técnicas de estimação de estado, o que de fato vem ocorrendo nas especificações dos modernos centros de controle.

A função básica do estimador de estado é fornecer um conjunto completo e coerente de informações a respeito do estado operativo do sistema supervisionado em tempo real, através de um processo matemático de filtragem de medidas. Com base nos resultados da estimação de estado, é possível executar uma série de outras funções de monitoração e segurança. Todavia, os benefícios da estimação de estado não se acham restritos às aplicações em tempo real, constituindo-se num instrumento para estudos "off-line", tendo em vista, por exemplo, a determinação da localização ótima de medidores, a avaliação do desempenho do sistema de telemedição, etc.

Para a utilização efetiva de um estimador de estado, são necessárias outras funções para a preparação dos dados, tais como rotinas de aquisição de dados, determinação da configuração da rede elétrica, processamento preliminar de medidas e verificação da observabilidade do sistema. Além disso, um programa computacional de estimação de estado precisa atender a requisitos mínimos de tempo de processamento, ocupação de memória e confiabilidade de convergência para uma solução plausível.

A estimação de estado restrita a sistemas elétricos AC tem sido objeto de abundante literatura. Entretanto, a bibliografia a respeito da extensão de algoritmos de estimação de estado com vistas à inclusão de modelos de elos DC é escassa, podendo-se mesmo afirmar que, até o presente momento, foram raros os esforços neste sentido.

O escopo deste trabalho é apresentar técnicas para a representação de elos DC em programas de estimação de estado. Por meio desta ferramenta, objetiva-se estender os benefícios da estimação de estado ao sistema DC. Além disso, a consideração com maior exatidão do impacto do sistema DC sobre as áreas do sistema AC a ele conectadas possibilita, em certos casos, uma melhoria do desempenho da estimação de estado nestas áreas.

O presente trabalho acha-se organizado da seguinte maneira:

- O capítulo II contém a apresentação do modelo matemático de elos DC, obtido a partir de hipóteses a respeito das características físicas e do funcionamento de seus componentes, chegando-se a um conjunto de equações colocadas sob forma adequada para a representação de elos DC em programas computacionais.
- O capítulo III contém os conceitos básicos de estimação de estado pelo método dos mínimos quadrados ponderados (WLS) e detecção e identificação de erros grosseiros, estendendo-se também aos métodos desacoplados rápidos, cujo objetivo é melhorar a eficiência computacional dos algoritmos WLS.
- O capítulo IV contém a descrição da inclusão do modelo de elos DC, obtido no capítulo II, na estimação de estado, apresentada no capítulo III. É proposto um algo

ritmo do tipo sequencial, obtido mediante o desacoplamento dos sistemas AC e DC. Dois esquemas iterativos possíveis são analisados e comparados, sendo também mostrados alguns aspectos computacionais, ressaltando-se a flexibilidade proporcionada para a integração das rotinas DC em programas AC previamente existentes e em caso de eventuais modificações em diferentes partes do "software".

- O capítulo V contém alguns resultados de testes realizados com ambos os esquemas iterativos apresentados no capítulo anterior, sendo avaliados os seus desempenhos e tempos de processamento.
- Finalmente no capítulo VI são apresentadas as conclusões deste trabalho, bem como algumas sugestões de assuntos para pesquisa futura nesta área.

CAPÍTULO II

MODELO MATEMÁTICO DE ELOS DCII.1 INTRODUÇÃO

Tendo em vista a elaboração de um modelo matemático para o elo DC, primeiramente serão apresentados seus elementos constituintes e sua classificação quanto ao tipo de operação, estabelecendo-se os principais conceitos e a terminologia utilizada. A seguir, passar-se-á ao modelo propriamente dito, que pode ser dividido em duas partes: Conversão AC/DC e Rede DC.

O modelo obtido é similar aos que são comumente encontrados na literatura, sendo que, no presente capítulo, são apresentados apenas os aspectos teóricos necessários ao desenvolvimento deste trabalho. Basicamente, foi utilizado KIMBARK [1] como referência, onde uma abordagem mais completa e detalhada pode ser encontrada.

As equações do modelo foram colocadas sob uma forma final tal que sua representação em programas computacionais é imediata, sendo adequada para as configurações de elos DC usualmente encontradas na prática, inclusive associações em paralelo de elos mono ou bipolares e elos multiterminais.

II.2

DESCRIÇÃO DE UM ELO DC

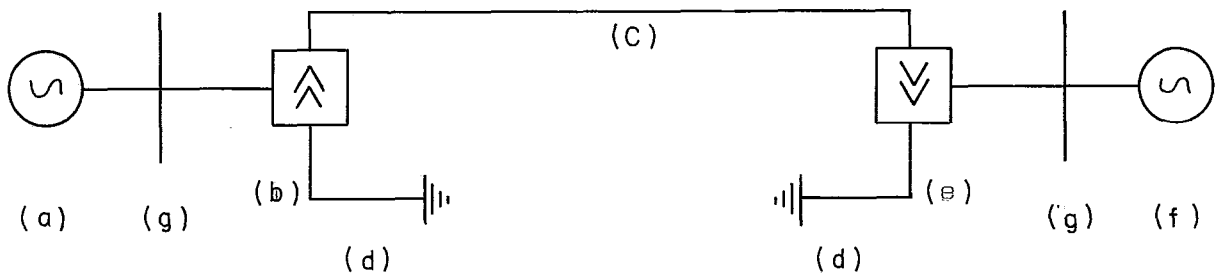
Um sistema de transmissão de corrente contínua, ou simplesmente elo DC, mostrado esquematicamente na figura II.1, é basicamente constituído das seguintes partes:

- Sistema AC supridor de corrente alternada
- Terminal conversor de corrente alternada em contínua (Retificador)
- Rede de transmissão de corrente contínua
- Sistema de aterramento
- Terminal conversor de corrente contínua em alternada (inversor)
- Sistema AC receptor de corrente alternada

Os sistemas AC não pertencem propriamente ao sistema de corrente contínua, mas obviamente são indispensáveis ao seu funcionamento. As barras do sistema AC ligadas aos terminais conversores são chamadas de barras de interconexão.

A rede de transmissão de corrente contínua é composta por uma ou mais linhas de transmissão. Conforme a conexão dos equipamentos dos terminais conversores do elo DC, as redes de transmissão podem ter polaridade positiva ou negativa.

O sistema de aterramento é composto por eletrodos, em contato com a terra ou o mar, e linhas que os conectam aos pontos neutros dos conversores.



- (a) Sistema AC supridor de corrente alternada
- (b) Terminal Retificador
- (c) Rede de Transmissão de corrente contínua
- (d) Sistema de aterramento
- (e) Terminal Inversor
- (f) Sistema AC receptor de corrente alternada
- (g) Barras de interconexão

FIGURA II . 1 — Sistema básico de transmissão DC

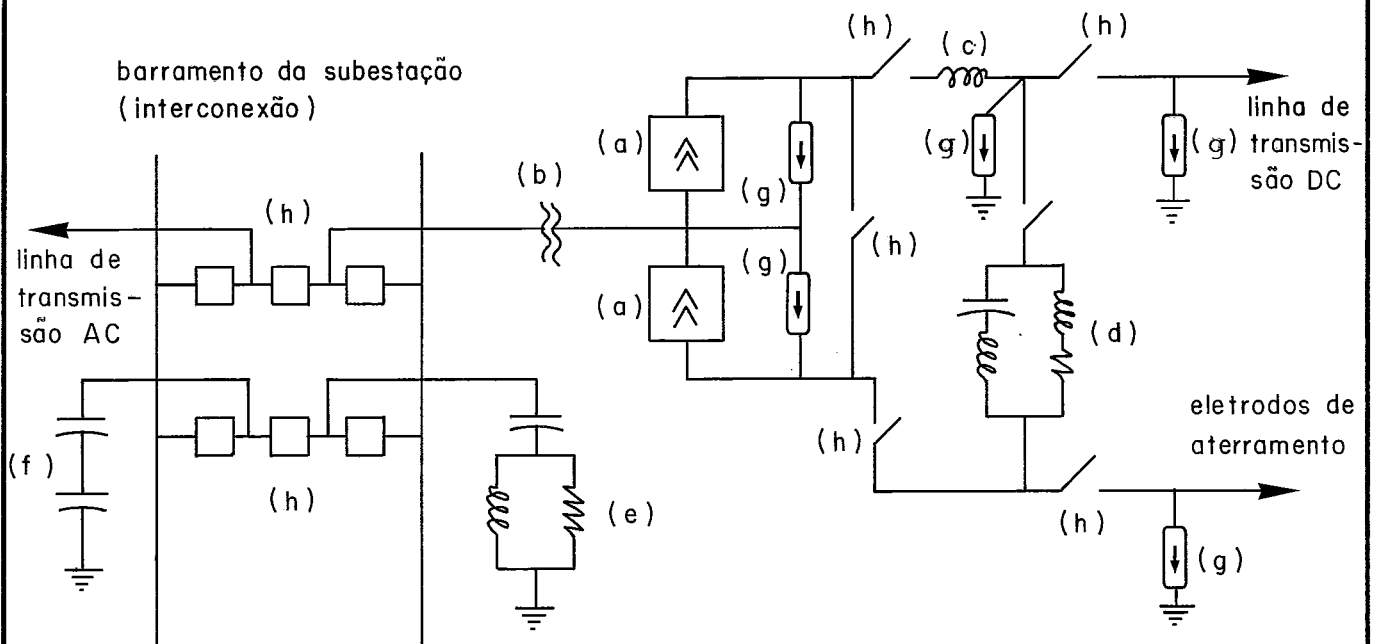
Um terminal conversor, mostrado na figura II.2, é composto basicamente dos seguintes equipamentos:

- Unidades conversoras constituídas de pontes conversoras e transformadores com comutação sob carga
- Reatores de alisamento de corrente contínua
- Filtros de harmônicos de corrente alternada e contínua
- Compensadores de reativos
- Pára-raios
- Disjuntores e chaves

Os filtros de harmônicos de corrente alternada e os compensadores de reativos, para efeito de modelagem, são considerados como reatâncias "shunt" conectadas às barras de interconexão, não tomando parte nas equações do elo DC, mas sim nas equações do sistema AC.

Os reatores de alisamento e os filtros de harmônicos de corrente contínua não fazem parte diretamente da análise em regime permanente, lembrando-se apenas que sua finalidade é suavizar os harmônicos de tensão e corrente gerados pelos conversores, tornando-as praticamente constantes, além de limitar os surtos de corrente contínua em caso de curto-circuito nas linhas DC.

Os pára-raios são utilizados na proteção contra sobretensões devido a surtos atmosféricos ou de manobra, e obviamente também não tomam parte na modelagem.



- (a) Pontes conversoras
- (b) Transformadores dos conversores
- (c) Reatores de alisamento de corrente contínua
- (d) Filtros de harmônicos de corrente contínua
- (e) Filtros de harmônicos de corrente alternada
- (f) Compensadores de reativos
- (g) Pára-raios
- (h) Disjuntores e chaves

FIGURA II.2 - Terminal conversor AC/DC básico

Para efeito de análise matemática, o elo DC será dividido em CONVERSÃO AC/DC e REDE DC. A conversão AC/DC envolve as barras de interconexão e as unidades conversoras, enquanto que a rede DC é definida como sendo o conjunto de linhas de transmissão DC (redes positiva e negativa), linhas + eletrodos de aterramento (rede neutra) e os nós DC definidos pelas extremidades desses equipamentos.

Os elos DC podem ser classificados, conforme mostra a figura II.3, em:

- Elo Monopolar

Possui um condutor, geralmente de polaridade negativa, utilizando retorno pela terra ou pelo mar.

- Elo Bipolar

Possui dois condutores, um positivo e outro negativo. O ponto neutro é aterrado em ambas as estações conversoras do elo DC. Em condições normais, os polos operam com o mesmo valor de corrente, não havendo corrente para terra. Em caso de falta em um dos condutores, o outro condutor em conjunto com o retorno assumiriam metade da potência nominal.

- Elo Homopolar

Possui dois ou mais condutores, todos de mesma polaridade, geralmente negativa, e opera sempre utilizando retorno pela terra ou mar.

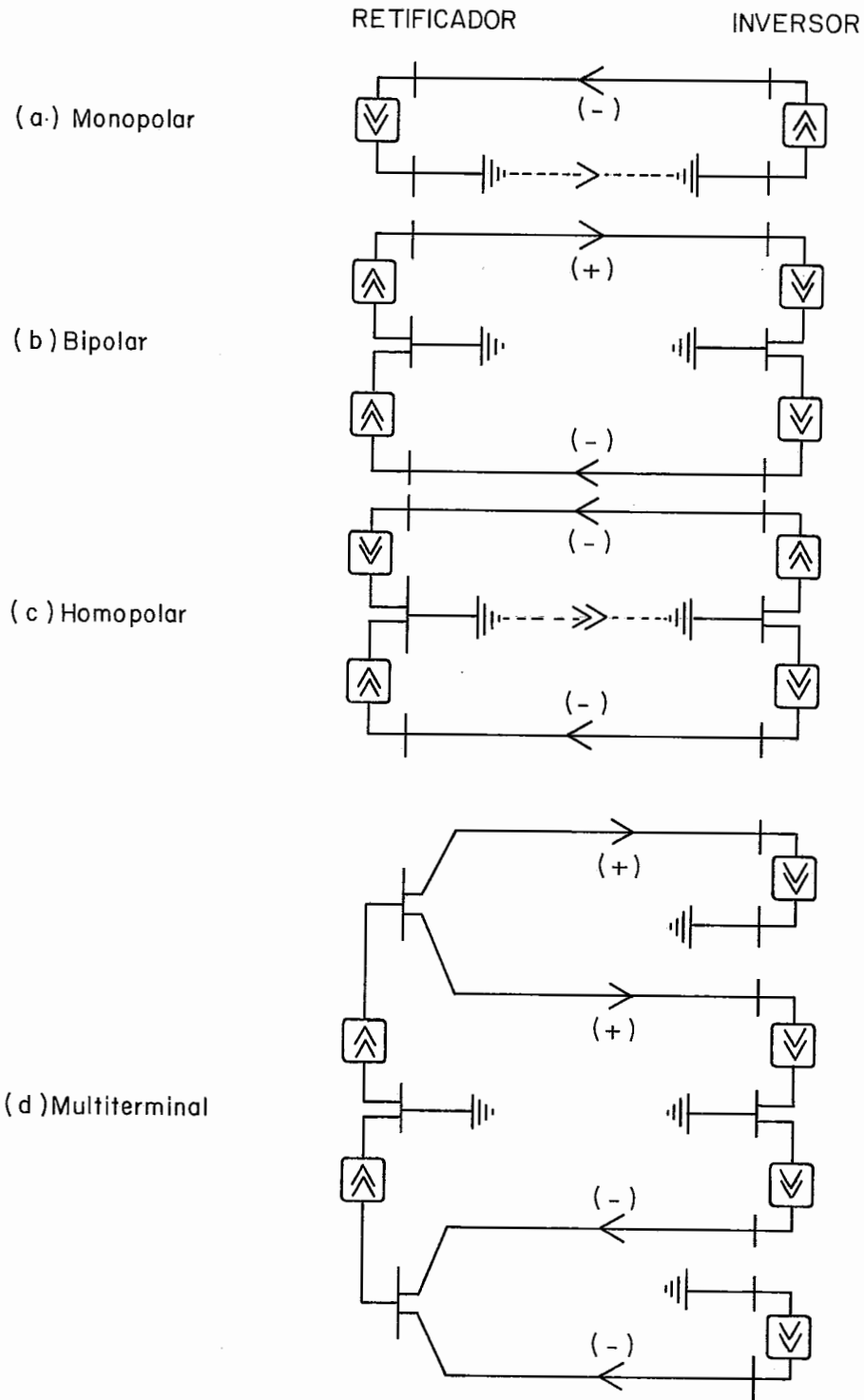


FIGURA II.3 - Tipos de elo DC

- Elo Multiterminal

Possui mais de dois terminais conversores, ligados por uma rede de transmissão DC. As associações em paralelo de elos bipolares podem ser consideradas com casos simples de operação multiterminal.

O sistema DC de Itaipu, mostrado na figura II.4, é constituído de dois elos bipolares independentes, cada um transmitindo uma potência nominal de 3150MW à tensão de $\pm 600KV$. Em caso de não disponibilidade de alguma de suas quatro linhas de transmissão, estão previstas associações em paralelo de um ou ambos os polos, conforme mostra a figura II.5.

II.3 MODELO DA CONVERSÃO AC/DC

Para que a apresentação do modelo matemático da conversão AC/DC seja feita de uma forma mais esquematizada, ela será dividida em etapas, de modo que o modelo seja construído de forma gradativa, sendo ao final da seção apresentado um resumo das equações gerais obtidas, as quais o presente trabalho se referirá sempre que for necessário.

II.3.1 Propriedades dos Conversores

A conversão de corrente alternada em contínua e vice-versa é realizada através de conversores estáticos, nos quais têm sido atualmente utilizadas válvulas tiristoras SCR (Sillicon-controlled rectifier), com controle de disparo a dio

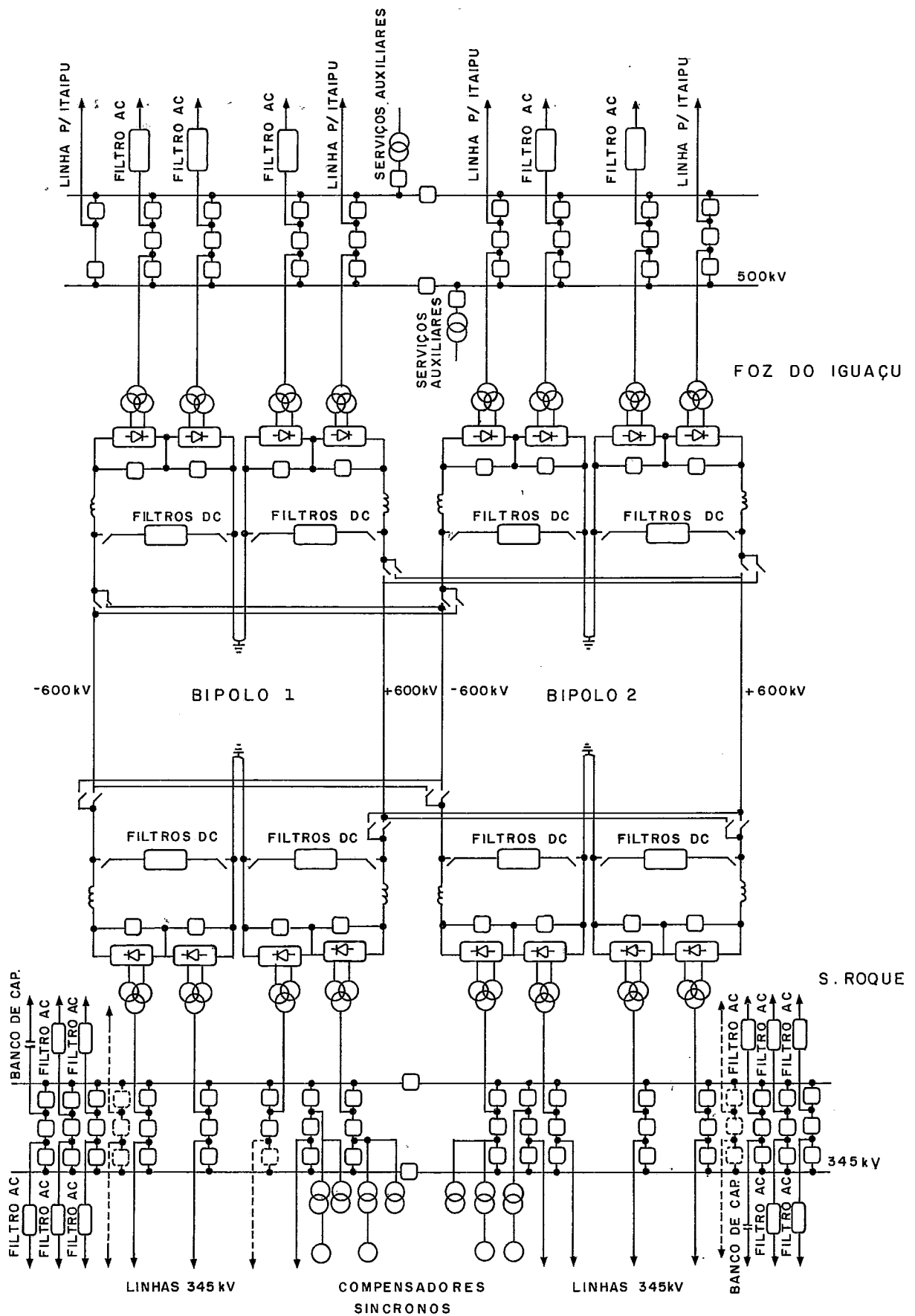


FIGURA II. 4 - DIAGRAMA UNIFILAR DO SISTEMA DC DE ITAIPU

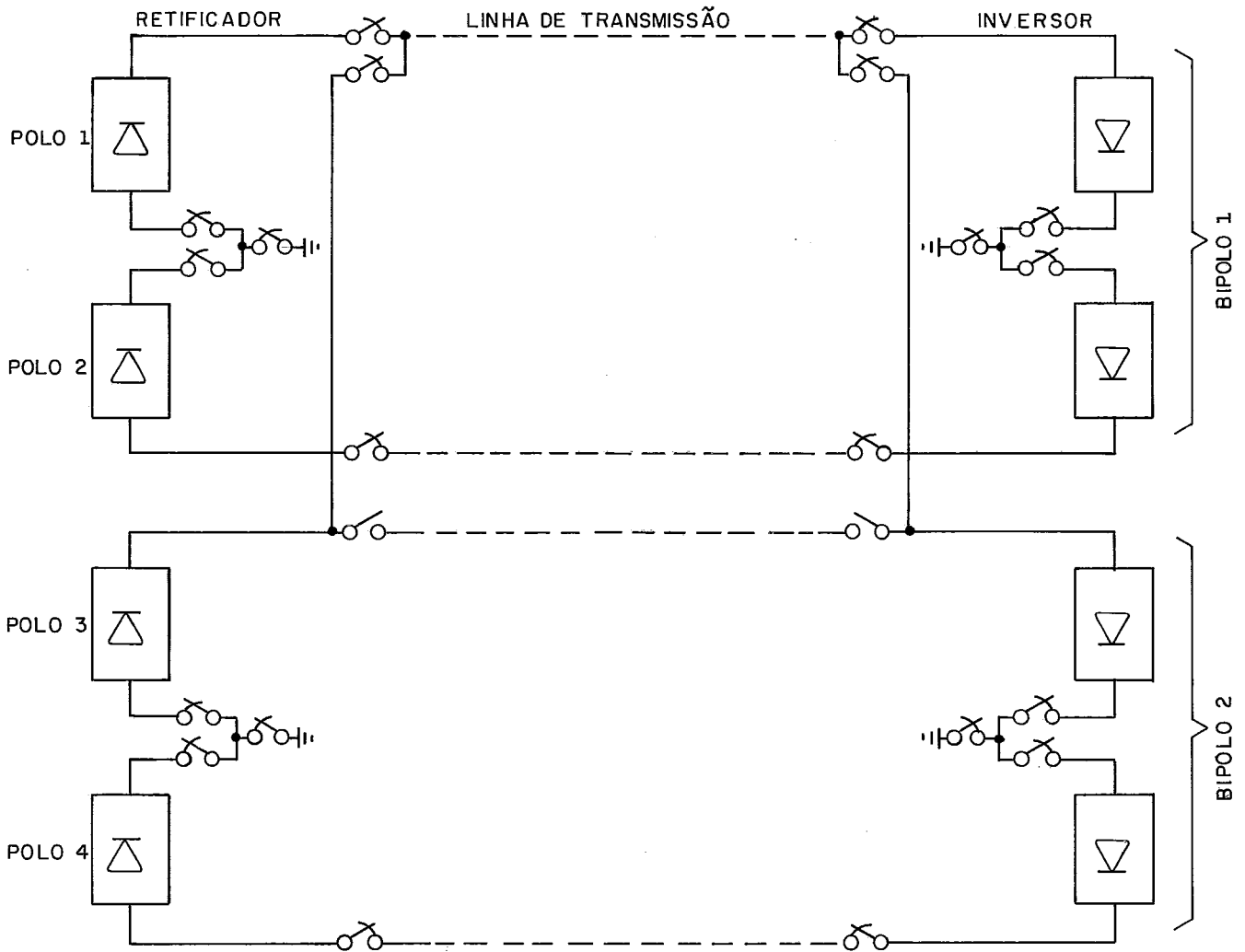


FIGURA II . 5 - Diagrama simplificado dos 2 bipolos mostrando a ligação em paralelo do polo 3 ao polo 1

dos de silício. Em elos DC mais antigos, podem ser encontradas válvulas de arco a mercúrio com controle de grade. Quaisquer que sejam as válvulas utilizadas, os princípios de conversão são os mesmos, e o modelo de elo DC independe da tecnologia empregada.

Uma válvula idealmente conduz corrente em apenas um sentido, do anodo para o catodo. Se o potencial do anodo for negativo em relação ao do catodo, a válvula normalmente não conduz. No entanto, existe o controle do disparo de válvula, que consiste em impedir a condução de corrente mesmo que a diferença de potencial entre os terminais da válvula seja positiva, até um dado valor. Graças a esse controle, a válvula pode ser utilizada tanto para retificação como para inversão. Na figura II.6, é mostrada a representação gráfica de uma válvula.

Um conversor consiste num circuito formado por transformadores e grupos de válvulas. O funcionamento das válvulas corresponde nada mais do que ao de um conjunto de chaves. A interrupção da condução de corrente (extinção) numa válvula seguida do início da condução de corrente (ignição) em outra válvula é chamada de comutação.

Com o objetivo de se obter um modelo simplificado da operação real do conversor, são consideradas verdadeiras as seguintes hipóteses a respeito do seu funcionamento:

- Tensões AC trifásicas equilibradas, senoidais e com frequência constante.
- Filtros e reatores de alisamento com indutância praticamente infinita, o que acarreta em corrente contínua constante e livre de ondulações. A tensão contínua é constante depois do reator de alisamento, com valor igual ao valor médio da tensão contínua ondulante antes do mesmo.
- Válvulas conversoras com resistência zero no sentido da condução de corrente e resistência infinita no sentido contrário.
- O disparo das válvulas pode ser controlado, e além disso sua comutação sofre um atraso devido às indutâncias dos transformadores dos conversores.
- Não há perdas de potência na conversão.

Estas hipóteses são normalmente assumidas nas modelagens de elos DC utilizadas em análises de redes elétricas em regime permanente, sendo consideradas adequadas para este tipo de estudo.

II.3.2 Retificação com Controle de Disparo e Atraso da Comutação

O tipo básico de circuito conversor universalmente utilizado é a ponte conversora de seis pulsos. A figura II.7 mostra uma ponte conversora de seis pulsos operando como retificador de polaridade positiva. A polaridade negativa é obtida trocando-se a polaridade de todas as seis válvu -

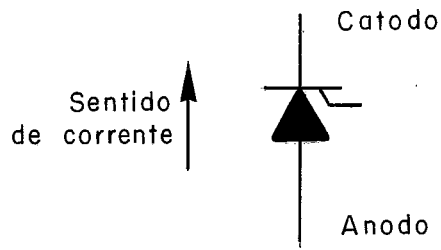
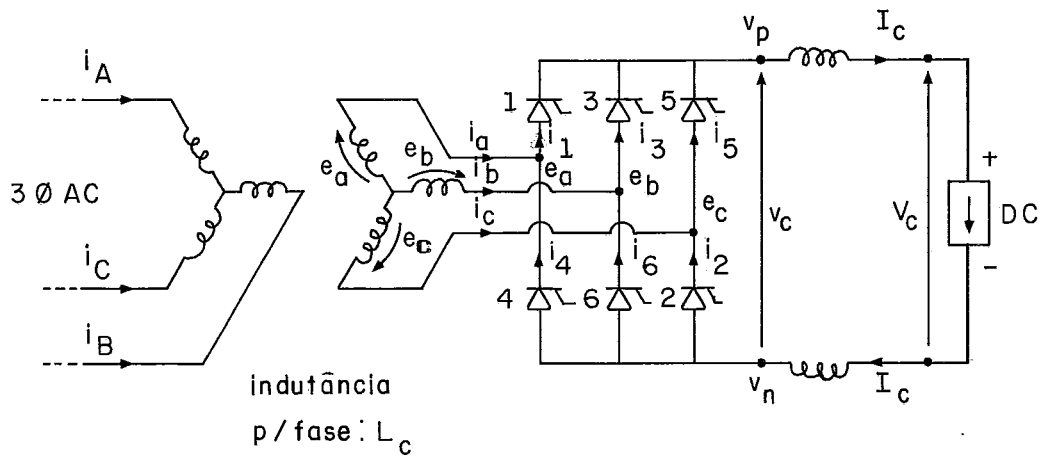
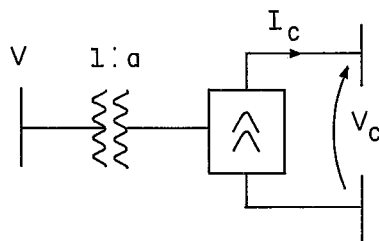


FIGURA II . 6 - Representação gráfica da válvula conversora com controle de disparo.



(a) esquema trifásico



(b) representação unifilar

FIGURA II . 7 - Ponte conversora de 6 pulsos

las da ponte. Nas figuras II.8 e II.9 são mostrados respectivamente o diagrama fasorial e as ondas de tensão AC no secundário do transformador do conversor com a notação adotada. As tensões instantâneas de cada fase em relação a terra são:

$$e_a = E_m \cos \theta \quad (\text{II.1a})$$

$$e_b = E_m \cos(\theta - 120^\circ) \quad (\text{II.1b})$$

$$e_c = E_m \cos(\theta + 120^\circ) \quad (\text{II.1c})$$

onde

$$\theta = \omega t \quad (\text{II.2})$$

As tensões entre fases são:

$$e_{ac} = e_a - e_c = \sqrt{3} E_m \cos(\theta - 30^\circ) \quad (\text{II.3a})$$

$$e_{ba} = e_b - e_a = \sqrt{3} E_m \cos(\theta - 150^\circ) \quad (\text{II.3b})$$

$$e_{cb} = e_c - e_b = \sqrt{3} E_m \sin \theta \quad (\text{II.3c})$$

Se não houvesse controle de disparo nem atraso da comutação, a tensão retificada instantânea (antes do reator de alisamento) seria igual à maior tensão instantânea entre fases, e a comutação se daria instantaneamente a cada 1/6 de ciclo (60°) segundo a seguinte sequência:

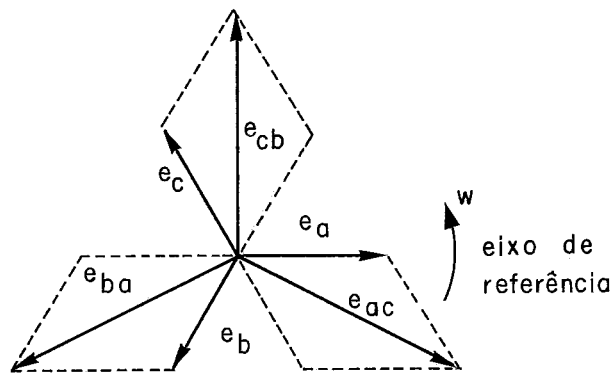
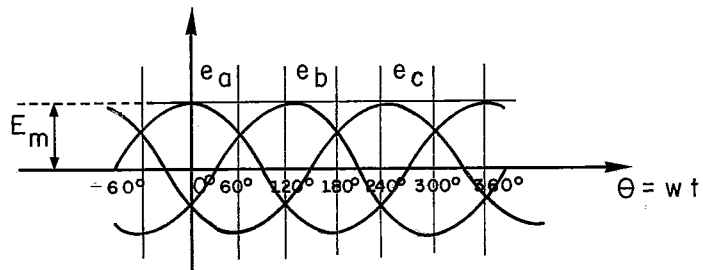
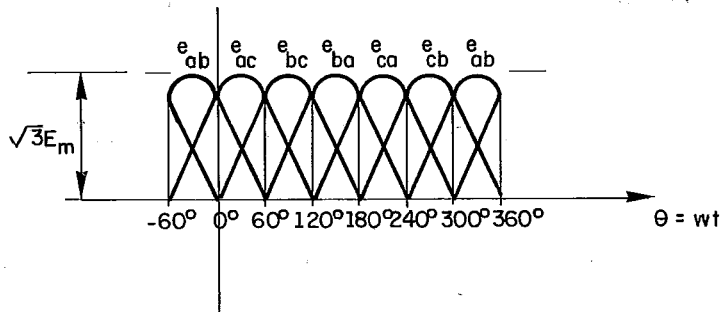


FIGURA II.8 - Diagrama fasorial das tensões AC no instante $t=0$



a) Tensões instantâneas em cada fase



b) Tensões instantâneas entre fases

Figura II.9 Formas de onda das tensões AC

PERÍODO	TENSÃO RETIFICADA	VÁLVULAS CONDUZINDO	COMUTAÇÃO
.....			6 para 2 ..
0° a 60°	$e_a - e_c$	1 e 2	
.....			1 para 3 ..
60° a 120°	$e_b - e_c$	2 e 3	
.....			2 para 4 ..
120° a 180°	$e_b - e_a$	3 e 4	
.....			3 para 5 ..
180° a 240°	$e_c - e_a$	4 e 5	
.....			4 para 6 ..
240° a 300°	$e_c - e_b$	5 e 6	
.....			5 para 1 ..
300° a 360°	$e_a - e_b$	6 e 1	
.....			6 para 2 ..

e assim por diante.

Tem-se portanto seis ciclos de onda de tensão retificada por ciclo da tensão alternada.

Com controle de disparo, a ignição da válvula é retardada de um ângulo α , chamado de ângulo de ignição. A tensão retificada e as correntes em cada fase são mostradas na figura II.10. O controle do disparo não tem influência nas formas de onda das correntes, simplesmente as deslocando para a direita ou para a esquerda.

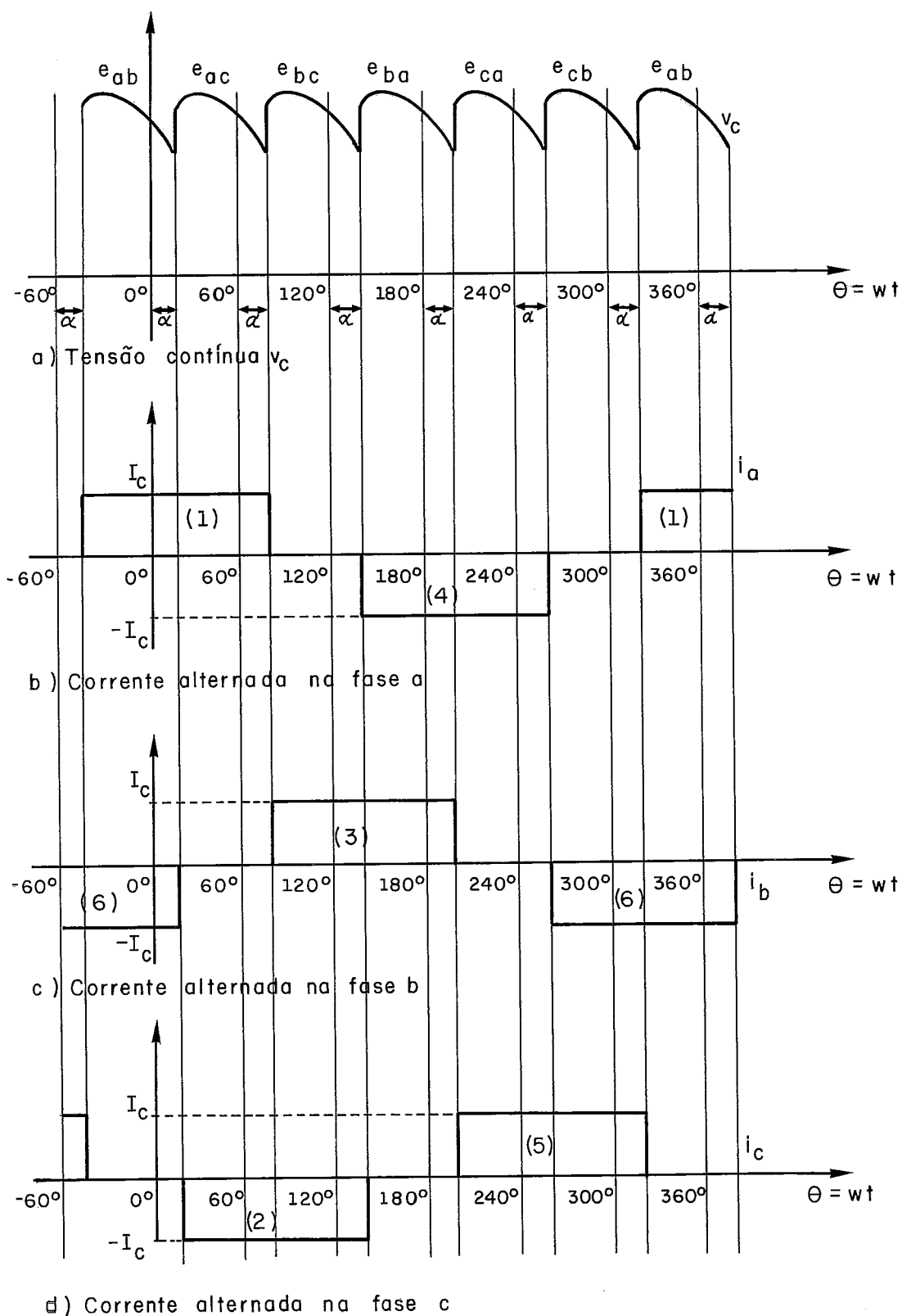


FIGURA II.10 - Efeito do controle do disparo na tensão contínua v_c nas correntes alternadas nas fases a, b e c do secundário do transformador.

Pelo fato de que o transformador do conversor possui uma indutância finita, as correntes em seus enrolamentos não podem variar instantaneamente, e por isso a transferência de correntes de uma fase para outra requer um certo tempo de comutação μ/ω , onde μ é chamado de ângulo de comutação, que normalmente é bem menor que 60° . O ângulo $\delta = \alpha + \mu$ é chamado de ângulo de extinção.

No período em que não ocorre comutação, apenas duas válvulas conduzem simultaneamente, enquanto que durante a comutação há três válvulas conduzindo, pois a extinção da válvula que sai do circuito dá-se simultaneamente com a ignição da válvula que entra. Na figura II.11 é mostrada a comutação da válvula 6 para a válvula 2 no início, meio e fim.

Durante a comutação, ocorre um curto-circuito entre fases. A tensão no ponto de curto-circuito é igual à média das tensões das fases curto-circuitadas, pois as impedâncias por fase do transformador são iguais e atuam como um divisor de tensão. Durante a comutação da válvula 6 para a válvula 2,

$$v_n = (e_b + e_c)/2 = -e_a/2 \quad (\text{II.4})$$

e a tensão contínua antes do reator de alisamento é:

$$v_c = e_a - v_n = 3e_a/2 \quad (\text{II.5})$$

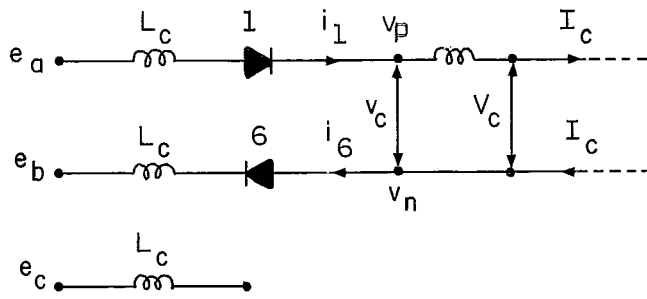
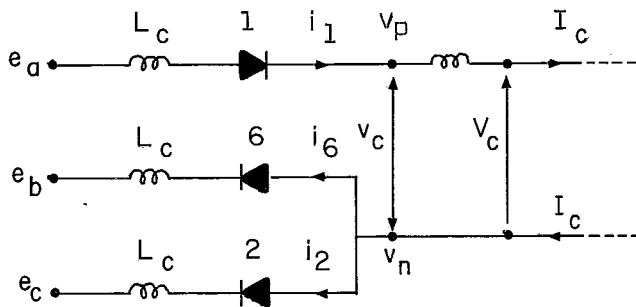
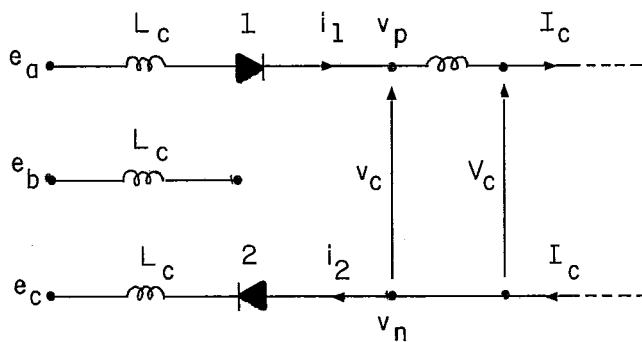
(a) Instante $t = \alpha/w$ (b) Intervalo $\alpha/w < t < \delta/w$ (c) Instante $t = \delta/w$

FIGURA III.11 - Comutação da válvula 6 para a válvula 2 - início, meio e fim

No início da comutação ($\omega t = \alpha$),

$$i_6 = I_c \quad e \quad i_2 = 0 \quad (II.6)$$

e no final ($\omega t = \delta$),

$$i_6 = 0 \quad e \quad i_2 = I_c \quad (II.7)$$

Procedendo de modo análogo para cada período de comutação, obtém-se a seguinte sequência:

PERÍODO	TENSÃO RETIFICADA	VÁLVULAS CONDUZINDO	COMUTAÇÃO
$0^0 + \alpha$ a $0^0 + \delta$	$3e_a/2$	6, 1 e 2	6 para 2
$0^0 + \delta$ a $60^0 + \alpha$	$e_a - e_c$	1 e 2	
$60^0 + \alpha$ a $60^0 + \delta$	$-3e_c/2$	1, 2 e 3	1 para 3
$60^0 + \delta$ a $120^0 + \alpha$	$e_b - e_c$	2 e 3	
$120^0 + \alpha$ a $120^0 + \delta$	$3e_b/2$	2, 3 e 4	2 para 4
$120^0 + \delta$ a $180^0 + \alpha$	$e_b - e_a$	3 e 4	
$180^0 + \alpha$ a $180^0 + \delta$	$-3e_a/2$	3, 4 e 5	3 para 5
$180^0 + \delta$ a $240^0 + \alpha$	$e_c - e_a$	4 e 5	
$240^0 + \alpha$ a $240^0 + \delta$	$3e_c/2$	4, 5 e 6	4 para 6
$240^0 + \delta$ a $300^0 + \alpha$	$e_c - e_b$	5 e 6	
$300^0 + \alpha$ a $300^0 + \delta$	$-3e_b/2$	5, 6 e 1	5 para 1
$300^0 + \delta$ a $360^0 + \alpha$	$e_a - e_b$	6 e 1	

A tensão retificada e as correntes nas fases são mostradas na figura II.12. Note-se que a comutação modifica as formas de onda das correntes.

A tensão contínua depois do reator de alisamento é dada pelo valor médio da tensão retificada antes do reator de alisamento. Este valor médio é calculado integrando esta tensão em qualquer período de 60° , conforme mostrado na figura II.13.

A área A é:

$$\begin{aligned}
 A &= \int_{\alpha}^{\delta} (3e_a/2) d\theta + \int_{\delta}^{\alpha+\pi/3} e_{ac} d\theta \\
 &= \frac{3}{2} \int_{\alpha}^{\delta} E_m \cos\theta d\theta + \int_{\delta}^{\alpha+60^\circ} \sqrt{3} E_m \cos(\theta-30^\circ) d\theta = \\
 &= \frac{3}{2} E_m (\sin\delta - \sin\alpha) + \sqrt{3} E_m [\sin(\alpha+30^\circ) - \sin(\delta-30^\circ)] = \\
 &= \sqrt{3} E_m (\cos\alpha + \cos\delta)/2 \quad \text{(II.8)}
 \end{aligned}$$

Logo,

$$V_c = \frac{1}{\pi/3} A = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m (\cos\alpha + \cos\delta)/2 \quad \text{(II.9)}$$

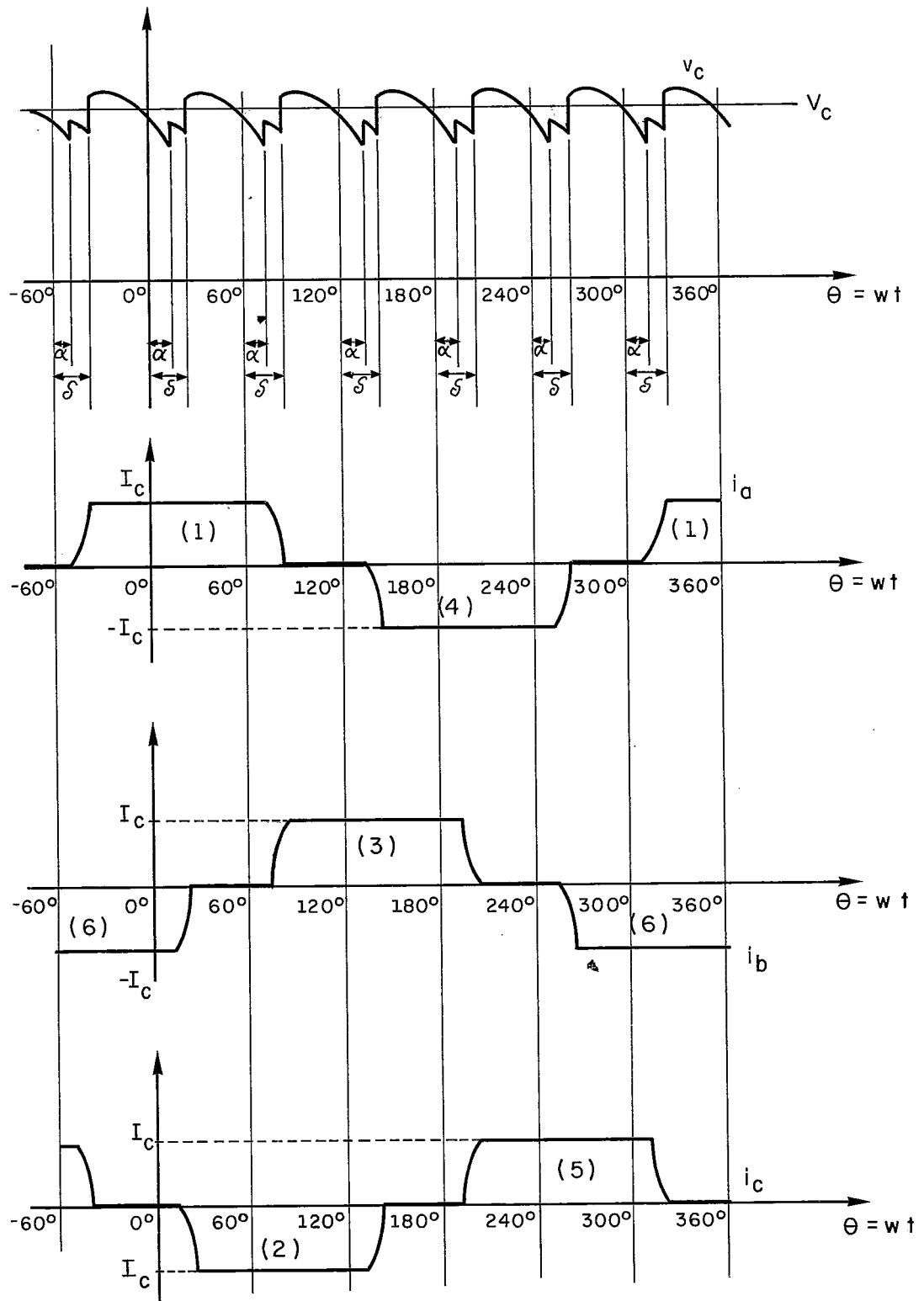


FIGURA II .12 - Efeito do atraso de comutação na tensão contínua v_c e nas correntes alternadas nas fases a, b e c do secundário do transformador.

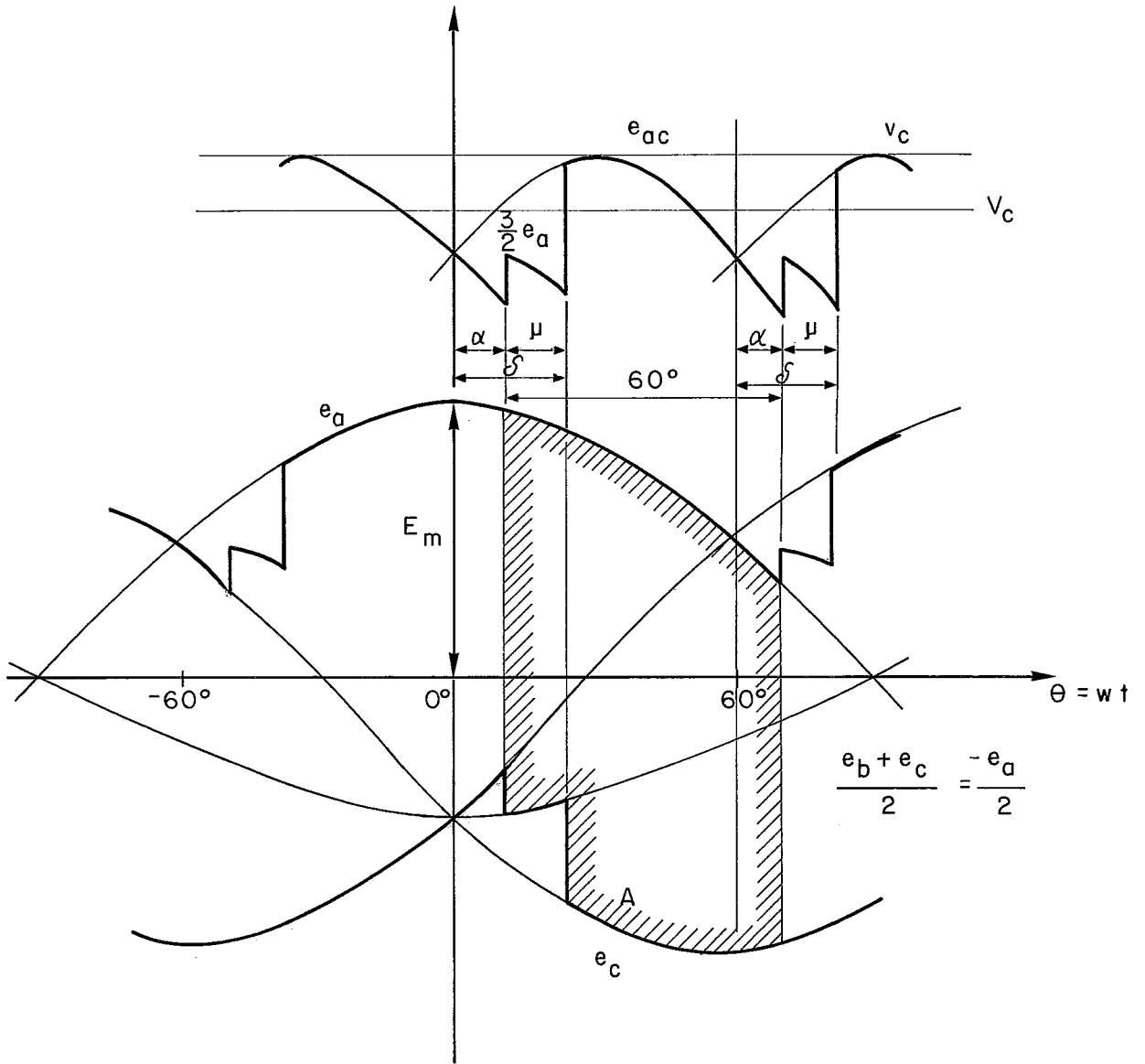


FIGURA II . 13 - Cálculo da tensão V_C considerando o período de α a $\alpha + 60^\circ$

Por outro lado, analisando-se as quedas de tensão ao longo da malha formada pelas fases curto-circuitadas durante a comutação da válvula 6 para a válvula 2, pode-se escrever

$$e_c - e_b = L_c (di_2/dt) - L_c (di_6/dt) \quad (\text{II.10})$$

Integrando ao longo do período de comutação,

$$\int_{\alpha/w}^{\delta/w} (e_c - e_b) dt = L_c \left[\int_0^{I_c} di_2 - \int_{I_c}^0 di_6 \right] \therefore$$

$$\sqrt{3} E_m \int_{\alpha/w}^{\delta/w} \text{sen } wt dt = L_c \left[\int_0^{I_c} di_2 - \int_{I_c}^0 di_6 \right] \therefore$$

$$\frac{\sqrt{3}}{w} E_m (\cos \alpha - \cos \delta) = 2L_c I_c \therefore \sqrt{3} E_m (\cos \alpha - \cos \delta) / 2 = wL_c I_c \quad (\text{II.11})$$

Substituindo em (II.9), pode-se eliminar $\cos \delta$:

$$V_c = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \cos \alpha - \frac{3}{\pi} wL_c I_c \quad (\text{II.12})$$

Definindo-se

$$V_{co} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \quad (\text{II.13})$$

e a resistência equivalente de comutação como

$$R_c = \frac{3}{\pi} X_c = \frac{3}{\pi} wL_c \quad (\text{II.14})$$

onde X_c é a reatância do transformador do conversor por fase, a equação (II.12) torna-se

$$V_c = V_{co} \cos\alpha - R_c I_c \quad (\text{II.15})$$

Para que possam ser utilizados valores em p.u. na equação (II.15), basta transformar a definição (II.13). Sejam:

- V_{pb} , V_{sb} e V_{cb} respectivamente as tensões base no primário e secundário do transformador e tensão contínua base;
- V_p e V_s respectivamente as tensões eficazes fase-fase do primário e secundário do transformador em kV;
- V e V' respectivamente as tensões do primário e secundário do transformador em p.u., ou seja,

$$V = V_p / V_{pb} \quad (\text{II.16a})$$

$$V' = V_s / V_{sb} \quad (\text{II.16b})$$

- e o tap do transformador em p.u., segundo a relação 1:a, ou seja:

$$a = V' / V \quad (\text{II.17})$$

Lembrando que

$$V_s = \sqrt{3} (E_m / \sqrt{2}) \quad (\text{II.18})$$

a definição (II.13) pode ser escrita como

$$V_{co} = K.a.V \quad (\text{II.19})$$

onde K é uma constante adimensional cujo valor é dado por

$$K = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} (V_{sb} / V_{cb}) \quad (\text{II.20})$$

Para a ponte conversora de polaridade negativa, as tensões envolvidas no cálculo da área A na equação (II.8) têm sinal trocado, obtendo-se então uma tensão contínua negativa na equação (II.9). Igualmente, as correntes envolvidas na equação (II.10) tem sinal trocado, obtendo-se uma corrente contínua negativa na equação (II.11). Para que a equação (II.15) continue válida, basta incorporar o sinal negativo às definições (II.13) e (II.20).

Na figura II.14 é mostrado o circuito equivalente do conversor, juntamente com a convenção de sinais para tensão e corrente, correspondente à equação (II.15).

II.3.3 Conversão de Potência AC/DC

Pela análise de formas de ondas utilizando o método de Fourier, uma tensão e uma corrente periódicas de mesmo período T podem ser expressas como séries de Fourier da forma:

$$v = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \text{sen}(n\omega t + \psi_n) \quad (\text{II.21a})$$

$$i = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \text{sen}(n\omega t + \psi_n - \phi_n) \quad (\text{II.21b})$$

onde V_n e I_n são os valores máximos das componentes de tensão e corrente, e ϕ_n os ângulos de defasamento entre as respectivas funções senoidais.

A potência média (ativa) é por definição dada por

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v i dt \quad (\text{II.22})$$

Levando (II.21) em (II.22), obtém-se a expressão geral

$$P = V_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} V_n I_n \cos \phi_n \quad (\text{II.23})$$

Por inspeção das expressões (II.1), verifica-se que a tensão em cada fase do lado AC só tem a componente fundamental, de valor máximo igual a E_m . A potência ativa em cada fase resume-se então a:

$$P = \frac{1}{2} E_m I_m \cos \phi \quad (\text{II.24})$$

onde I_m é o valor máximo da componente fundamental da corrente i mostrada no gráfico da figura II.15:

$$I_m = \frac{2}{\pi} \int_{30^\circ}^{150^\circ} I_c \text{sen} \theta d\theta = \frac{2}{\pi} I_c [-\cos 150^\circ + \cos 30^\circ] = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_c \quad (\text{II.25})$$

Está sendo desprezada a modificação na forma da onda de corrente causada pelo atraso devido à comutação, o que não chega a comprometer o desempenho do modelo na presente aplicação.

Como a tensão e a corrente do lado DC são constantes, a potência do lado DC é dada por

$$P_c = V_c I_c \quad (\text{II.26})$$

Desprezando as perdas no conversor, a potência ativa trifásica AC iguala-se à potência DC:

$$\frac{3}{2} E_m I_m \cos\phi = V_c I_c \quad (\text{II.27})$$

Levando (II.13) e (II.25) em (II.27), obtém-se para o fator de potência

$$\cos\phi = V_c / V_{co} \quad (\text{II.28})$$

Substituindo em (II.15), chega-se à relação entre o ângulo de ignição e o fator de potência:

$$\cos\alpha = (1 + R_c I_c / V_c) \cos\phi \quad (\text{II.29})$$

A potência reativa consumida pelo conversor é

$$Q_c = P_c \tan\phi \quad (\text{II.30})$$

II.3.4 Conversor Operando como Inversor

A equação (II.15) mostra que o efeito do controle de disparo é a redução da tensão contínua de um fator $\cos\alpha$, que pode assumir valores entre 1 e -1. Como só é possível atrasar a ignição, e não adiantá-la, o ângulo de ignição só pode assumir valores entre 0° e 180° , existindo um valor limite de α para o qual a tensão contínua passa a ter o sinal algébrico contrário ao da corrente, o que significa que a potência é negativa, caracterizando a conversão de potência contínua em alternada. Portanto, é o controle do disparo que possibilita o conversor operar tanto como retificador como inversor. Em qualquer caso, o controle do disparo implica em consumo de potência reativa, como pode ser constatado através das equações (II.29) e (II.30).

O fato da tensão contínua possuir sinal negativo significa que a polaridade do inversor com as válvulas conectadas conforme a figura II.7 é negativa. Para que o inversor opere com polaridade positiva, as válvulas devem ter sua polaridade invertida, de modo semelhante ao de um retificador de polaridade negativa.

É comum na prática definir os ângulos de ignição e extinção do inversor respectivamente como

$$\beta = \pi - \alpha \quad (\text{II.31a})$$

$$\gamma = \pi - \delta \quad (\text{II.31b})$$

O ângulo de extinção γ corresponde ao tempo re querido para que a corrente na válvula comutada se extinga, e que naturalmente é positivo. Como normalmente nos inversores o ângulo de extinção é a grandeza controlada, é conveniente que as equações do modelo do inversor sejam expressas em ter mos de $\cos\gamma$. Além disso, para que as convenções de sentido de tensão e corrente sejam as mesmas que para o retificador operando com a polaridade correspondente, os sinais algébricos da tensão e da corrente devem ser trocados. Assim, substituindo $\cos\alpha = -\cos\beta$ e $\cos\delta = -\cos\gamma$ nas equações (II.11) e (II.9), e fazendo-se a troca de sinal em V_c e I_c tem-se respectivamente

$$\sqrt{3} E_m (\cos\gamma - \cos\beta) / 2 = -\omega L_c I_c \quad (\text{II.32})$$

e

$$\begin{aligned} V_c &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m (\cos\gamma + \cos\beta) / 2 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m \cos\gamma + \frac{3}{\pi} \omega L_c I_c = \\ &= V_{c0} \cos\gamma - R_c I_c \end{aligned} \quad (\text{II.33})$$

sendo a resistência equivalente de comutação definida como

$$R_c = -\frac{3}{\pi} \omega L_c = -\frac{3}{\pi} X_c \quad (\text{II.34})$$

A equação (II.28) passa a ser

$$\cos\phi = -V_c / V_{c0}$$

ou

$$|\cos\phi| = V_c / V_{c0} \quad (\text{II.35})$$

já que $\cos\phi$ é negativo.

Substituindo em (II.29), chega-se à relação entre o ângulo de extinção e o fator de potência:

$$\cos\gamma = (1 + R_c I_c / V_c) |\cos\phi| \quad \text{(II.36)}$$

II.3.5 Associações de Pontes em Série e Pontes de 12 Pulsos

As tensões requeridas para a transmissão de alta potência à longa distância estão além da capacidade de uma válvula. Por este motivo, são necessárias associações em série da válvula, associações em série de pontes conversoras, ou ambas. Maior número de pulsos podem ser obtidos conectando pontes de 6 pulsos em série ligadas a transformadores com tensões nas fases correspondentes defasadas de 30° , o que pode ser obtido através de bancos de transformadores ligados em paralelo no lado AC com conexões respectivamente em YY e Y Δ , como na ponte de 12 pulsos mostrada na figura II.16, ou ainda através de bancos de transformadores de três enrolamentos com conexão YY Δ .

A vantagem da utilização de pontes de maior número de pulsos (sempre múltiplos de 6) é a redução de harmônicos. Entretanto, as conexões necessárias para pontes com mais de 12 pulsos são complexas o suficiente para que seja mais atrativa a utilização destas, com a redução dos harmônicos através de filtros.

No elo DC de Itaipu são utilizadas duas pontes conversoras de 12 pulsos ligadas em série e dois bancos de transformadores de três enrolamentos com conexão YY Δ para cada polo.

A associação em série de p pontes de 6 pulsos de mesmas características fornecem uma tensão contínua p vezes maior do que a tensão de uma ponte de 6 pulsos dada pela equação (II.15), ou seja,

$$V_c = p(V_{co} \cos\alpha - R_c I_c) \quad (\text{II.37})$$

Para se representar uma associação de p pontes de 6 pulsos de mesma características ligadas em série por um conversor equivalente, generalizando deste modo a equação (II.15), basta embutir o número de pontes de 6 pulsos p nas definições dos parâmetros K e R_c :

$$K = \frac{\pm 3\sqrt{2}p}{\pi} (V_{sb}/V_{cb}) \quad (\text{II.38})$$

e

$$R_c = \frac{\pm 3p}{\pi} X_c \quad (\text{II.39})$$

Os sinais algébricos são escolhidos conforme a polaridade do conversor equivalente, para (II.38), e conforme sua operação como retificador ou inversor, para (II.39).

A análise de pontes com maior número de pulsos mostra que tudo se passa como se pontes de 6 pulsos estivessem ligadas em série. Assim, para uma ponte de 12 pulsos, podem ser aplicadas as equações do modelo obtido, com seus parâmetros calculados utilizando-se o valor de p igual a 2. Duas pontes de 12 pulsos ligadas em série equivalem a quatro pontes de 6 pulsos, e assim por diante.

II.3.6 Resumo das Equações do Modelo

O modelo matemático do conversor pode ser sintetizado de maneira que o modo de operação como retificador ou inversor, a polaridade positiva ou negativa e o número de pontes de 6 pulsos associados em série estejam representados implicitamente nos parâmetros do modelo, colocando as equações da seguinte forma:

$$P_c = V_c I_c \quad (\text{II.40})$$

$$Q_c = P_c \tan \phi \quad (\text{II.41})$$

$$V_{co} = K \cdot a \cdot V \quad (\text{II.42})$$

$$V_c = V_{co} |\cos \phi| \quad (\text{II.43})$$

$$\cos \lambda = (1 + R_c I_c / V_c) |\cos \phi| \quad (\text{II.44})$$

onde

$$K = \begin{cases} \frac{3\sqrt{2}p}{\pi} (V_{sb}/V_{cb}) & \text{para polaridade positiva} \\ -\frac{3\sqrt{2}p}{\pi} (V_{sb}/V_{cb}) & \text{para polaridade negativa} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

$$\begin{cases} 0^\circ < \phi < 90^\circ & \text{para retificador} \\ 90^\circ < \phi < 180^\circ & \text{para inversor} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

$$R_c = \begin{cases} \frac{3p}{\pi} X_c & \text{para retificador} \\ -\frac{3p}{\pi} X_c & \text{para inversor} \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

e λ é o ângulo de controle do conversor:

- ângulo de ignição α para retificador
- ângulo de extinção γ para inversor

II.4

MODELO DA REDE DC

De um modo geral, num sistema multiterminal, a rede DC é constituída por redes positivas, negativas e neutras com diferentes dimensões e configurações. As linhas são modeladas como resistências entre nós DC de mesma polaridade, e os eletrodos como resistências ligando nós DC neutros para a terra, conforme mostra a figura II.17. As equações para estas redes podem ser expressas em conjunto sob forma matricial como:

$$\underline{I}_d = G_d \underline{V}_d \quad (\text{II.48})$$

onde:

\underline{V}_d = Vetor ($n_d \times 1$) de tensões dos nós DC em relação à terra.

\underline{I}_d = Vetor ($n_d \times 1$) de injeções de corrente nos nós DC.

G_d = Matriz nodal ($n_d \times n_d$) de condutâncias, de forma bloco-diagonal, correspondendo às redes positiva, negativa e neutra.

n_d = Número total de nós DC positivos, negativos e neutros.

A corrente na linha DC de resistência r_d , cujas extremidades correspondem aos nós DC j e k , é:

$$I_L = (V_{dj} - V_{dk})/r_d \quad (\text{II.49})$$

A equação (II.48) encontra-se relacionada com as equações para o conversor desenvolvidas na seção anterior.

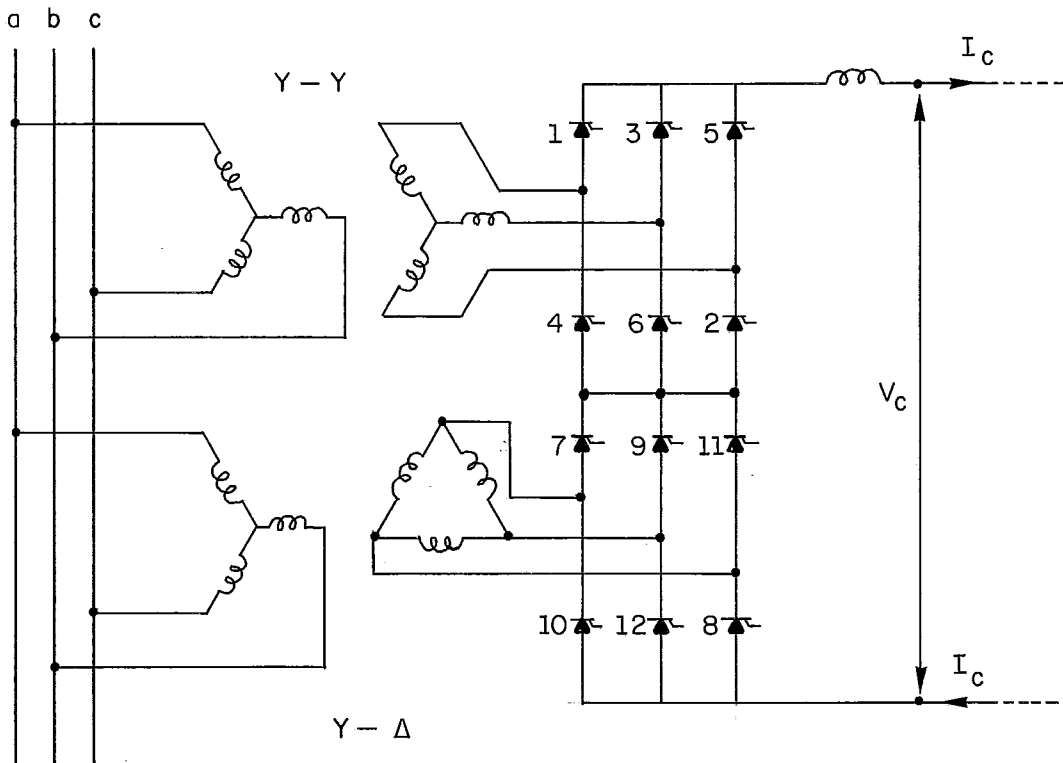


FIGURA II.16 - Ponte conversora de 12 pulsos - esquema trifásico

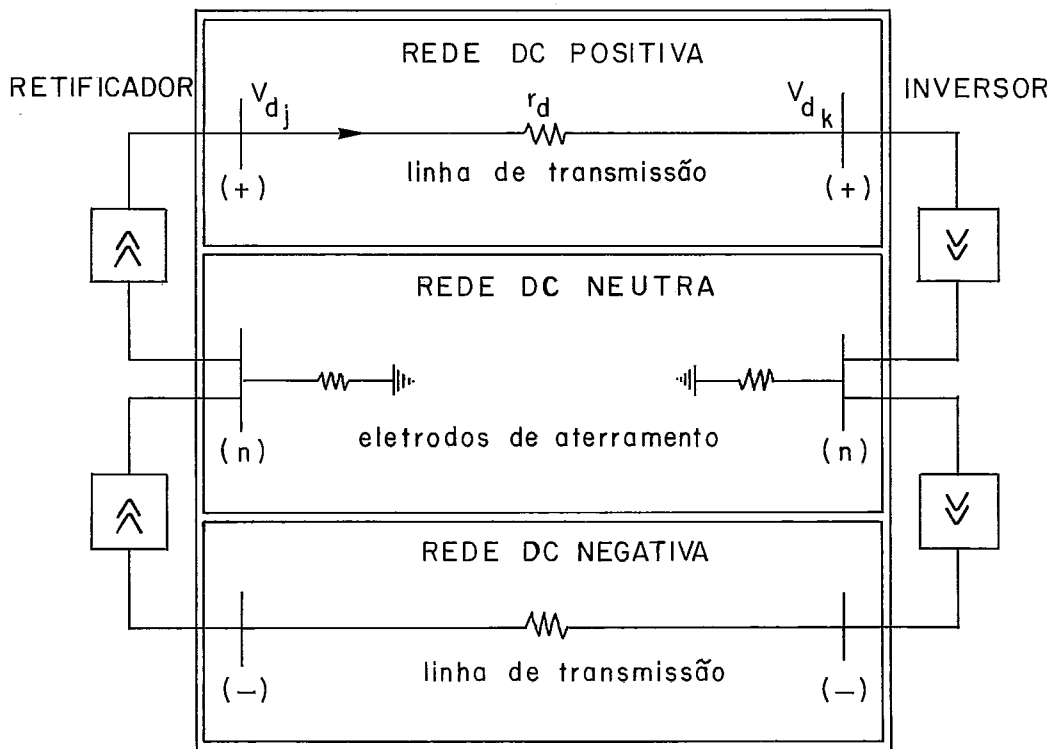


FIGURA II.17 - Rede DC de um elo bipolar

Seja definida a matriz C , de dimensão $(n_c \times n_d)$, representando a incidência dos conversores nos nós DC, onde n_c é o número total de conversores, da seguinte maneira:

Para o i -ésimo conversor ligado ao j -ésimo nó DC:

$$C_{ij} = 1 \quad \text{se } j \text{ pertence à rede positiva ou negativa;}$$

$$C_{ij} = -1 \quad \text{se } j \text{ pertence à rede neutra.}$$

Então, são válidas as relações:

$$\underline{V}_c = C \underline{V}_d \quad (\text{II.50})$$

$$\underline{I}_d = C^t \underline{I}_c \quad (\text{II.51})$$

onde:

\underline{V}_c = Vetor $(n_c \times 1)$ de tensões através dos conversores;

\underline{I}_c = Vetor $(n_c \times 1)$ de correntes através dos conversores.

Estas equações exprimem simplesmente que a tensão através de um conversor é igual à diferença entre as tensões de seus terminais positivo ou negativo e neutro, e que a injeção de corrente em um nó DC é composta pelas correntes que fluem através dos conversores a ele ligados.

CAPÍTULO III

ESTIMAÇÃO DE ESTADOIII.1 INTRODUÇÃO

A estimação de estado pode ser definida como sendo o processo matemático através do qual é determinado o estado de um sistema a partir de um conjunto de medidas realizadas no próprio sistema.

Por diversas causas, tais como imprecisões dos instrumentos de medição e falhas na transmissão dos valores telemedidos, entre outras, as medidas estão sujeitas a erros. Além disso, nos atuais centros de controle, o número de medidas disponíveis é geralmente maior do que o número de incógnitas que definem o estado do sistema (as variáveis de estado), num dado momento. Esta redundância existente no conjunto de medidas é utilizada num processo de filtragem no qual o estado do sistema é estimado e as medidas com erros inaceitáveis (erros grosseiros) eventualmente existentes são apontadas, sendo eliminada a sua influência no processo de estimação.

Em essência, cada grandeza medida deve obedecer a uma equação em função dos parâmetros fixos dos componentes do sistema e de suas variáveis de estado. As equações básicas que representam o comportamento do sistema elétrico são as mesmas no estimador de estado e no problema de fluxo de potência. A

diferença fundamental entre os dois problemas é que o estimador de estado manipula medidas, que se constituem em dados redundantes e sujeitos a erros.

Praticamente todos os estimadores de estado de sistemas elétricos de potência atualmente existentes são derivados do método bastante conhecido dos mínimos quadrados ponderados (WLS). Uma abordagem estatística, baseada na redundância (tanto local como global) do sistema de medição, é utilizada para a detecção, identificação e remoção dos erros grosseiros. Neste capítulo é feita uma apresentação sumária destas técnicas, bem como das simplificações que podem ser feitas com o objetivo de se aumentar a eficiência computacional do estimador de estado, chegando-se aos métodos desacoplados rápidos. Exposições mais detalhadas podem ser encontradas em ALMEIDA [2] e GARCIA [3].

III.2 MÉTODO DOS MÍNIMOS QUADRADOS PONDERADOS (WLS)

Seja um sistema, cujo estado pode ser descrito por um conjunto de n variáveis, no qual são realizadas m medidas. O conjunto de medidas realizadas no sistema pode ser descrito através da expressão não linear

$$\underline{z} = \underline{h}(\underline{x}_v) + \underline{\varepsilon}_z \quad (\text{III.1})$$

onde:

\underline{z} = Vetor de medidas ($m \times 1$)

$\underline{h}(\underline{x})$ = Vetor de funções não lineares que constituem os modelos das grandezas medidas ($m \times 1$)

\underline{x}_V = Vetor de estado verdadeiro do sistema ($n \times 1$)

$\underline{\varepsilon}_z$ = Vetor de erros das medidas ($m \times 1$)

Supondo que existe redundância, isto é, que $m > n$, uma estimativa $\hat{\underline{x}}$ do estado do sistema pode ser obtida minimizando-se a função

$$J(\underline{x}) = [\underline{z} - \underline{h}(\underline{x})]^t \cdot W \cdot [\underline{z} - \underline{h}(\underline{x})] \quad (\text{III.2})$$

onde W é uma matriz diagonal ($m \times m$) de ponderações das medidas.

A condição de otimalidade é dada por

$$\nabla J(\hat{\underline{x}}) = 0 \quad (\text{III.3})$$

O que leva a

$$H^t(\hat{\underline{x}}) \cdot W \cdot [\underline{z} - \underline{h}(\hat{\underline{x}})] = 0 \quad (\text{III.4})$$

onde

$$H(\hat{\underline{x}}) = \left. \frac{\partial \underline{h}(\underline{x})}{\partial \underline{x}} \right|_{\underline{x} = \hat{\underline{x}}} \quad (\text{III.5})$$

é a matriz Jacobiana, de dimensão ($m \times n$).

Pelo fato do sistema de equações (III.4) ser não linear, sua solução direta é praticamente impossível de se obter, sendo forçosa a utilização de um método iterativo.

O método de Newton, de convergência quadrática, consiste no desenvolvimento de (III.4) numa série de Taylor em torno do ponto \hat{x} , desprezando-se os termos de segunda ordem em diante. Pode ser notado que, no termo de primeira ordem, aparece uma parcela da qual faz parte a derivada da matriz Jacobiana. É então efetuada uma aproximação que consiste em se desprezar esta parcela, perdendo-se com isso a convergência quadrática, mas ganhando-se em eficiência, do ponto de vista computacional.

Deste modo chega-se a

$$H^t(\underline{x}) \cdot W \cdot [\underline{z} - \underline{h}(\underline{x})] + [H^t(\underline{x}) \cdot W \cdot H(\underline{x})] \cdot (\underline{x} - \hat{x}) \approx 0 \quad (\text{III.6})$$

A matriz Ganho G, de dimensão (n x n), é definida como

$$G(\underline{x}) = H^t(\underline{x}) \cdot W \cdot H(\underline{x}) \quad (\text{III.7})$$

Partindo-se de um ponto inicial $\underline{x} = \underline{x}^0$ e utilizando-se a expressão (III.6) iterativamente para que sejam obtidas melhores aproximações de \hat{x} , chega-se ao processo iterativo:

$$\left\{ \begin{array}{l} G(\underline{x}^k) \cdot \Delta \underline{x}^k = H^t(\underline{x}^k) \cdot W \cdot [\underline{z} - \underline{h}(\underline{x}^k)] \\ \underline{x}^{k+1} = \underline{x}^k + \Delta \underline{x}^k \end{array} \right. \quad (\text{III.8a})$$

$$(\text{III.8b})$$

onde k é o contador de iterações.

As iterações são repetidas até que seja alcançada a convergência, cujo critério usualmente adotado é o teste das magnitudes das correções $\Delta \underline{x}^k$ contra uma tolerância previamente estabelecida.

Como para sistemas de potência geralmente a matriz Ganho é esparsa, o sistema de equações (III.8a) pode ser resolvido utilizando-se técnicas de esparsidade.

As componentes do vetor de erros das medidas $\underline{\varepsilon}_z$ são por hipótese variáveis aleatórias de distribuição normal, com médias iguais a zero. Admitindo-se que os erros das medidas não são correlacionados, sua matriz de covariância é diagonal. Usualmente, as ponderações atribuídas às medidas são consideradas como sendo iguais aos inversos das variâncias dos erros das medidas, ou seja, a matriz de covariância dos erros das medidas é:

$$\Sigma_z = W^{-1} \quad (\text{III.9})$$

Considerando-se que o estado estimado é próximo do estado verdadeiro (desconhecido), é válida a linearização

$$\underline{h}(\underline{x}_v) \approx \underline{h}(\underline{\hat{x}}) + H(\underline{\hat{x}}) \cdot (\underline{x}_v - \underline{\hat{x}}) \quad (\text{III.10})$$

Levando (III.10) em (III.1) e substituindo em (III.4), tem-se

$$H^t(\underline{\hat{x}}) \cdot W \cdot [H(\underline{\hat{x}}) \cdot (\underline{x}_v - \underline{\hat{x}}) + \underline{\varepsilon}_z] = 0 \quad (\text{III.11})$$

Chegando-se à seguinte expressão para o erro de estimação do estado:

$$\underline{\varepsilon}_x = \underline{x}_v - \hat{\underline{x}} = -G^{-1}(\hat{\underline{x}}) \cdot H^t(\hat{\underline{x}}) \cdot W \cdot \underline{\varepsilon}_z = S_x \cdot \underline{\varepsilon}_z \quad (\text{III.12})$$

A matriz de covariância do erro de estimação do estado é então dada por:

$$\Sigma_x = S_x \cdot \Sigma_z \cdot S_x^t = G^{-1}(\hat{\underline{x}}) \quad (\text{III.13})$$

De (III.10) e (III.12), tem-se para o erro de estimação das medidas,

$$\underline{\varepsilon}_h = \underline{h}(\underline{x}_v) - \underline{h}(\hat{\underline{x}}) = -H(\hat{\underline{x}}) \cdot G^{-1}(\hat{\underline{x}}) \cdot H^t(\hat{\underline{x}}) \cdot W \cdot \underline{\varepsilon}_z = S_h \cdot \underline{\varepsilon}_z \quad (\text{III.14})$$

A matriz de covariância do erro de estimação das medidas é dada por:

$$\Sigma_h = S_h \cdot \Sigma_z \cdot S_h^t = H(\hat{\underline{x}}) \cdot G^{-1}(\hat{\underline{x}}) \cdot H^t(\hat{\underline{x}}) \quad (\text{III.15})$$

De (III.14) e (III.1), tem-se para o resíduo de estimação:

$$\underline{r} = \underline{z} - \underline{h}(\hat{\underline{x}}) = [I - H(\hat{\underline{x}}) \cdot G^{-1}(\hat{\underline{x}}) \cdot H^t(\hat{\underline{x}}) \cdot W] \cdot \underline{\varepsilon}_z = S_r \cdot \underline{\varepsilon}_z \quad (\text{III.16})$$

onde I é a matriz identidade.

A matriz de covariância dos resíduos é dada por:

$$\Sigma_r = S_r \cdot \Sigma_z \cdot S_r^t = W^{-1} - H(\hat{\underline{x}}) \cdot G^{-1}(\hat{\underline{x}}) \cdot H^t(\hat{\underline{x}}) \quad (\text{III.17a})$$

ou

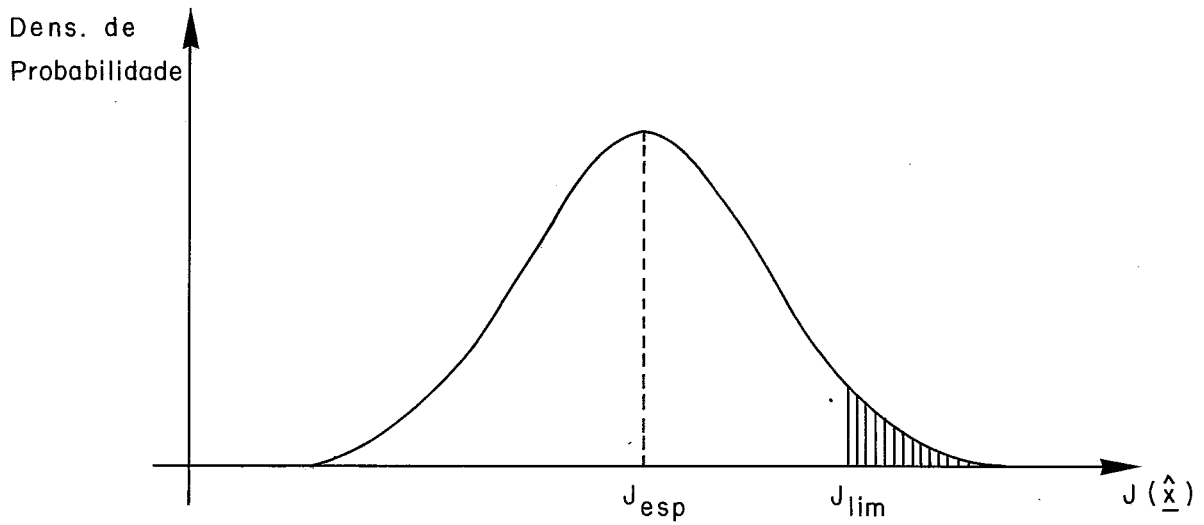
$$\Sigma_r = \Sigma_z - \Sigma_h \quad (\text{III.17b})$$

Deve ser notado que, a rigor, as expressões (III.11) a (III.17) são aproximações, uma vez que todas derivam da linearização feita na expressão (III.10), que também consiste numa aproximação.

Além dos erros aleatórios das medidas, de distribuição normal e média igual a zero, podem ocorrer erros grosseiros devido a causas como falhas nos medidores, falhas de transmissão dos valores das medidas, etc., que nem sempre podem ser eliminados em um pré-processamento. Neste caso, estes erros devem ser detetados, identificados e removidos do conjunto de medidas, para que o resultado da estimação não seja corrompida pela sua presença (ALMEIDA [2], BROUSSOLLE[4], MONTICELLI et alli [5]).

A abordagem convencional da detecção de erros grosseiros é pela análise do índice $J(\hat{\underline{x}})$, calculado pela expressão (III.2). Se não houver erros grosseiros, o índice $J(\hat{\underline{x}})$ segue a uma distribuição qui-quadrada com $m-n$ graus de liberdade. A detecção é feita mediante um teste estatístico que consiste em comparar o valor de $J(\hat{\underline{x}})$ contra um valor limite correspondente à uma dada probabilidade de falso alarme, ou seja, a probabilidade de que o índice $J(\hat{\underline{x}})$ seja maior que o valor limite mesmo que não existam erros grosseiros, conforme mostrado na figura III.1.

Quando $m-n > 30$, a distribuição qui-quadrada aproxima-se de uma distribuição normal de média $m-n$ e variância $2(m-n)$, o que normalmente pode ser adotado para sistemas de potência para o cálculo do valor limite para o teste do índice $J(\hat{\underline{x}})$. Usualmente este valor limite é igual a três desvios padrões além da média.



$$J_{esp} = m - n$$

$$J_{lim} = 3 \sqrt{2(m-n)}$$


 : Probabilidade de falso alarme

FIGURA III.1 — Distribuição de probabilidade do índice $J(\hat{x})$ para $m-n > 30$

Se o índice $J(\hat{\underline{x}})$ calculado não ultrapassar o valor limite, não é detetado erro grosseiro e o processo de estimação está encerrado. Caso contrário, deve ser identificada a medida que possui o maior erro grosseiro, e este erro deve ser removido através da eliminação da medida ou da recuperação do valor da medida. Esta apresenta a vantagem de não alterar a estrutura do conjunto de medidas, o que é melhor do ponto de vista computacional, principalmente para os estimadores que utilizam matrizes Ganho constantes.

A identificação da medida com erro grosseiro é baseada no cálculo dos resíduos normalizados, definidos como

$$\underline{r}_N = (\text{diag}[\Sigma_r])^{-1/2} \cdot \underline{r} \quad (\text{III.18})$$

onde $\text{diag}[\Sigma_r]$ é a matriz ($m \times m$) formada apenas pelos elementos diagonais da Σ_r .

Pode ser demonstrado que, quando existe redundância suficiente, a medida com erro grosseiro é identificada como sendo aquela que possui o maior resíduo normalizado.

A medida identificada pode ter o seu valor corrigido através de um cálculo aproximado do seu valor verdadeiro. Combinando-se as expressões (III.1), (III.16) e (III.17), chega-se à relação

$$\Sigma_z \cdot \underline{r} = \Sigma_r \cdot [\underline{z} - \underline{h}(\underline{x}_v)] \quad (\text{III.19})$$

Para a medida identificada i , pode-se escrever , desprezando-se os termos correspondentes a outras medidas:

$$\sigma_i^2 \cdot r_i \approx \rho_i^2 [z_i - h_i(\underline{x}_V)] \therefore h_i(\underline{x}_V) \approx z_i - (\sigma_i^2 / \rho_i^2) \cdot r_i = \tilde{z}_i \quad (\text{III.20})$$

onde:

σ_i^2 = elemento i de $\text{diag}[\Sigma_z]$ (variância da medida i)

ρ_i^2 = elemento i de $\text{diag}[\Sigma_r]$ (variância do resíduo i)

\tilde{z}_i = valor corrigido da medida i .

Esta aproximação será tanto mais válida quanto menor for o número de medidas com erros grosseiros relacionadas à medida identificada, tendo normalmente mostrado ser bastante confiável.

O erro grosseiro pode então ser removido substituindo-se, no conjunto de medidas, a medida identificada pelo seu valor corrigido, sendo efetuado a seguir novo processo iterativo e repetido o procedimento de detecção e identificação, até que não seja mais detectado erro grosseiro.

Em MONTICELLI e GARCIA [5] é apresentado um método no qual a detecção e identificação são realizadas simultaneamente, não sendo utilizado o teste do índice $J(\hat{\underline{x}})$. O método consiste em se calcular, para a medida i com maior resíduo normalizado, uma estimativa do erro de estimação, em número de desvios padrões, dada por

$$\hat{b}_i = (z_i - \bar{z}_i) / \sigma_i = (\sigma_i / \rho_i) \cdot r_{N_i} \quad (\text{III.21})$$

É esperado que, com uma dada probabilidade, o erro da medida i encontre-se na faixa de $\pm c\sigma$, se não for erro grosseiro. A detecção e identificação é feita simplesmente verificando se o erro \hat{b} é maior em módulo do que o valor limite c . Neste caso, a medida z_i é identificada como erro grosseiro. Tem sido adotado em testes o valor limite de c igual a 4, com sucesso.

III.4

MÉTODOS DESACOPLADOS RÁPIDOS

Uma característica inerente de qualquer sistema elétrico AC de alta tensão existente na prática é a fraca interdependência entre grandezas correspondentes à parte ativa (tais como ângulos de tensões complexas e potências ativas) e aquelas correspondentes à parte reativa (tais como módulos de tensões complexas e potências reativas). Este fato pode ser aproveitado para que sejam introduzidas aproximações na formulação da estimação de estado, a exemplo do que é feito na solução do problema de fluxo de potência (STOTT e ALSAÇ [7]). Estas aproximações tornam o processo de solução mais rápido, mais simples e inclusive mais confiável do que o estimador de estado convencional apresentado, baseando-se fundamentalmente no:

- uso de matrizes constantes, funções apenas de parâmetros do sistema elétrico, calculadas a partir de condições iniciais do sistema.

- solução das equações que relacionam grandezas ativas se paradamente das que relacionam grandezas reativas (desacomplemento ativo/reactivo do sistema).

Quando estas simplificações são feitas apenas na matriz Ganho, tem-se o chamado desacoplamento no algoritmo. Quando são realizadas diretamente na matriz Jacobiana, tem-se o desacoplamento no modelo. Um exame comparativo de uma grande variedade de versões desacopladas do estimador de estado é apresentado em ALLEMONG et alii [8].

Neste trabalho, o modelo de elos DC foi incorporado a um programa de estimação de estado AC no qual é utilizado um algoritmo desacoplado no modelo, cujos aspectos principais serão a seguir examinados.

As variáveis de estado para as partes ativa e reativa do sistema AC são respectivamente os ângulos de defasamento das tensões complexas nas barras e as magnitudes destas tensões. As medidas consideradas na estimação de estado são medidas de fluxo de potência ativa e reativa, realizadas nas linhas e transformadores, e medidas de tensão e de injeção de potência ativa e reativa, realizadas nas barras. Os modelos destas medidas expressos em função das variáveis de estado são mostrados no Apêndice A. As simplificações realizadas nas derivadas das medidas em relação às variáveis de estado tem por objetivo desacoplar as matrizes Jacobiana e Ganho, isto é, estas matrizes são formadas por blocos correspondendo respetivamente

mente às partes ativa e reativa. Além disso, seus elementos são mantidos constantes ao longo do processo de estimação. A iteração (III.8) pode então ser decomposta em duas meia-iterações, ativa e reativa, que são resolvidas separadamente:

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{AA} \Delta \underline{x}_A^k = H_{AA}^t W_{AA} [\underline{z}_A - \underline{h}_A(\underline{x}_A^k, \underline{x}_R^k)] \\ \underline{x}_A^{k+1} = \underline{x}_A^k + \Delta \underline{x}_A^k \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(III.22a)} \\ \text{(III.22b)} \end{array}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{RR} \Delta \underline{x}_R^k = H_{RR}^t W_{RR} [\underline{z}_R - \underline{h}_R(\underline{x}_A^{k+1}, \underline{x}_R^k)] \\ \underline{x}_R^{k+1} = \underline{x}_R^k + \Delta \underline{x}_R^k \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(III.22c)} \\ \text{(III.22d)} \end{array}$$

onde k é o contador de iterações.

Deste modo, é obtida uma apreciável redução na quantidade de memória computacional e no tempo de processamento em relação ao algoritmo convencional, sem perda de precisão dos resultados. Quanto à convergência do algoritmo, a experiência indica que versões desacopladas são geralmente preferíveis ao algoritmo WLS convencional, exceto em casos especiais, tais como certos sistemas contendo linhas de transmissão de baixa relação X/R.

CAPÍTULO IVREPRESENTAÇÃO DE ELOS DC NA ESTIMAÇÃO DE ESTADOIV.1 - INTRODUÇÃO

Dois tipos de abordagem têm sido geralmente adotados para a extensão de funções de análise de sistemas elétricos com vistas à representação de elos DC. Nos métodos simultâneos, as equações AC e DC são integradas em um único sistema de equações não lineares e resolvidas simultaneamente. Nos métodos sequenciais, soluções separadas dos sistemas de equações AC e DC são repetidas em sequência, de modo iterativo.

Diferentes versões de métodos simultâneos e sequenciais têm sido empregadas com sucesso em trabalhos a respeito da representação de elos DC em programas de fluxo de potência, dos quais podemos citar SZECHTMAN et alii [9], REEVE [10] e FUDEH et alia [11]. Mais escassa é a bibliografia sobre a inclusão de elos DC na estimação de estado, tendo-se notícia apenas dos artigos de SIRISENA et alia [12] e GLOVER et alia [13].

O algoritmo proposto em [12], do tipo sequencial, é formulado para o caso específico de elos monopulares, sendo todavia relativamente fácil a sua generalização para a representação de configurações mais complexas. Dentre suas vantagens encontram-se o desacoplamento entre os sistemas AC e DC e

a capacidade de considerar partições geográficas dos sistemas elétricos. Entretanto, apresenta a desvantagem de manipular um sistema de equações de dimensão desnecessariamente grande, sendo utilizado um conjunto redundante de variáveis de estado DC. O processamento de erros grosseiros não é mencionado neste trabalho.

O algoritmo proposto em [13] restringe-se apenas ao tratamento da rede DC. Nem a conversão AC/DC nem a interação entre os sistemas AC e DC são representadas, o que o torna incompleto para aplicações práticas.

Neste capítulo, partindo-se da definição das variáveis de estado e do sistema de medição DC, é obtido o desacoplamento entre os sistemas AC e DC. Dois esquemas iterativos para a resolução das equações do estimador de estado mediante um algoritmo do tipo sequencial são apresentados, bem como alguns de seus aspectos computacionais.

IV.2 - VARIÁVEIS DE ESTADO E SISTEMA DE MEDIÇÃO DC

O estado estático de um sistema pode ser conceituado como sendo o conjunto de informações a partir do qual, em um dado instante, é possível se determinar qualquer grandeza do sistema, dados os parâmetros deste. Matematicamente, estas informações constituem-se no vetor de estado, cujas componentes são as variáveis de estado. O número mínimo necessário de variáveis de estado é igual ao número de graus de liberdade do

sistema de equações linearmente independentes que descrevem o sistema. Evidentemente, o conjunto mínimo de variáveis de estado não apresenta qualquer redundância, isto é, uma variável de estado qualquer não pode ser expressa em função das demais variáveis de estado.

Na prática, é conveniente que a escolha das variáveis de estado do sistema leve em conta o aspecto da simplicidade e concisão das expressões algébricas envolvidas na formulação matemática do problema a ser resolvido. No caso da estimação de estado, as grandezas a serem expressas com funções das variáveis de estado são os modelos das medidas realizadas no sistema elétrico, mais especificamente, no nosso caso, aquelas realizadas no sistema DC, e suas derivadas parciais em relação às variáveis de estado. As medidas realizadas no sistema DC, por motivo de simplicidade, serão doravante chamadas de medidas DC.

Os tipos de medida DC considerados neste trabalho são:

- 1- Corrente na linha de transmissão DC
- 2- Corrente através do eletrodo
- 3- Tensão do nó DC em relação à terra
- 4- Corrente através do conversor
- 5- Potência ativa do conversor
- 6- Potência reativa do conversor
- 7- Ângulo de controle do conversor (ignição para retificador; extinção para inversor)
- 8- Tap de transformador do conversor

Todas essas medidas são passíveis de serem realizadas para fins de monitoração e controle, podendo ser requisitadas para o estimador de estado. Suas localizações no terminal conversor são mostradas na figura IV.1.

Os modelos matemáticos das medidas são obtidos a partir das equações que compõem o modelo de elo DC, já apresentado no capítulo II. Para a conversão AC/DC (seção II.3), tem-se cinco equações por conversor (II.40 a II.44), e para a rede DC (seção II.4), mais uma por conversor e duas por nó DC (II.48, II.50 e II.51). Nestas equações são utilizadas oito variáveis por conversor (V_c , I_c , P_c , Q_c , ϕ , V_{co} , a , $\cos\lambda$) e duas por nó DC (V_d , I_d). Note-se que a variável V - tensão AC da barra de interconexão - já faz parte do conjunto de variáveis AC, e por isso não é incluída nesta análise. O sistema possui portanto dois graus de liberdade por conversor, e, por conseguinte, o conjunto mínimo de variáveis de estado seria constituído por duas variáveis por conversor, escolhidas convenientemente.

Entretanto, a utilização da equação (II.48) para a obtenção dos modelos das medidas acarretaria na necessidade de inversão da matriz de condutâncias G_d . Por exemplo, se as correntes nos conversores I_c fossem escolhidas como variáveis de estado, as tensões nos conversores V_c deveriam ser substituídas nas equações da conversão AC/DC por meio da relação

$$\underline{V}_c = [C G_d^{-1} C^t] \underline{I}_c \quad (\text{IV.1a})$$

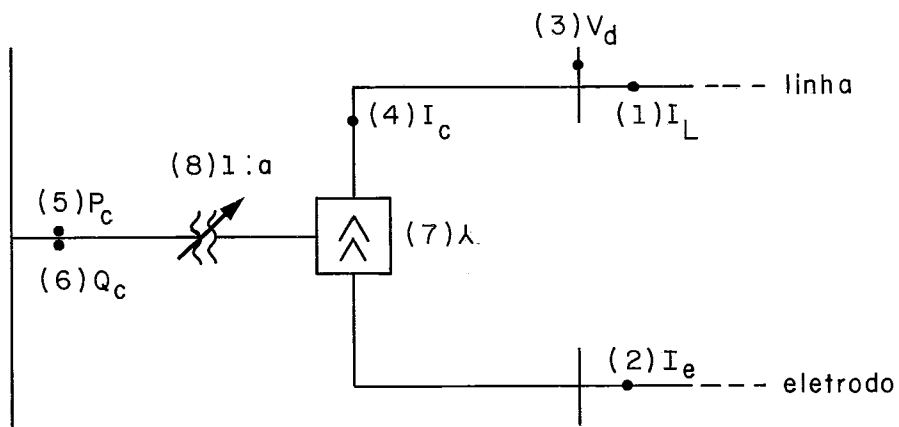


FIGURA IV.1 - Localização de medidas DC em um terminal conversor

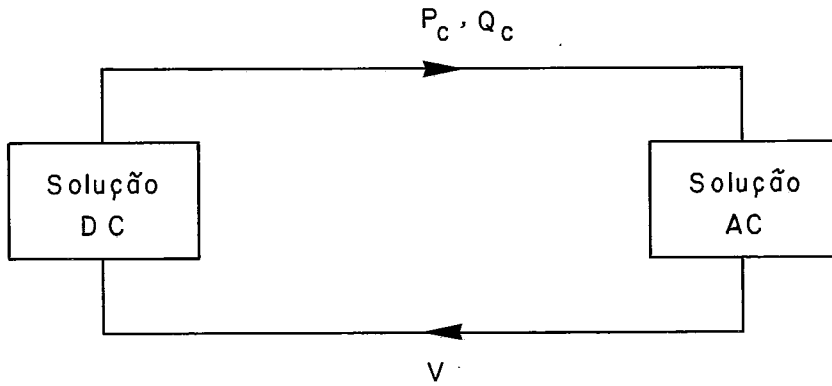


FIGURA IV.2 - Visão esquemática dos métodos sequenciais

que é obtido combinando-se as equações da rede DC. Similarmente, se as tensões nos conversores \underline{V}_c fossem variáveis de estado, as correntes nos conversores \underline{I}_c seriam dadas por:

$$\underline{I}_c = [C G_d^{-1} C^t]^{-1} \underline{V}_c \quad (\text{IV.1b})$$

Porém, as submatrizes de condutâncias definidas pelas redes positiva e negativa não são inversíveis, uma vez que as redes positiva e negativa não encontram-se ligadas à terra, que é a referência natural de tensão para os sistemas elétricos.

Um meio de se contornar este problema é não considerar a equação (II.48) como parte integrante do modelo, passando a ser necessário o acréscimo de mais uma variável de estado por nó DC no conjunto de variáveis de estado, correspondendo ao aumento do número de graus de liberdade do sistema de equações do modelo. Como consequência, a equação (II.48) deve ser tratada na estimação de estado como um conjunto de restrições, a serem adicionadas como medidas de alta confiabilidade (pseudo-medidas) ao conjunto das medidas normalmente realizadas. Deve ser lembrado que estas pseudo-medidas devem receber ponderações suficientemente altas para que sejam realmente obedecidas, sem que entretanto isto acarrete num mal-condicionamento da matriz ganho.

Este procedimento é análogo ao que usualmente é adotado na estimação de estado AC para as barras que não possuem injeção de potência, tais como barras fictícias e barras de passagem, que originam pseudo-medidas de injeções de potência de valores iguais a zero.

Alternativamente, no lugar da introdução de pseudo-medidas, pode ser aplicado o método da utilização de restrições de igualdade, mostrado no artigo de ASCHMONEIT et alii [14].

De modo a satisfazer os requisitos de simplicidade e concisão das expressões dos modelos das medidas e suas derivadas parciais, foi adotado como vetor de estado DC:

$$\underline{x}_{DC} = [\underline{V}_d \ \underline{I}_c \ \underline{\phi}]^t \quad (IV.2)$$

de dimensão $n_{DC} = n_d + 2n_c$.

Desta maneira, pagando-se o preço de um aumento relativamente pequeno do número de medidas processadas e da dimensão do sistema de equações para a resolução da estimação de estado, foi possível evitar o problema da inversão da matriz G_d e deduzir expressões simples para os modelos das medidas e suas derivadas parciais, que se encontram no apêndice B.

O conjunto de pseudo-medidas em função das variáveis de estado, obtido combinando-se as equações (II.48) e (III.50), é dado por:

$$C^t \underline{I}_c - G_d \underline{V}_d = 0 \quad (IV.3)$$

Nas expressões obtidas para os modelos das medidas podem ser constatadas as seguintes características:

- As submatrizes Jacobianas referentes às medidas tipos 1 a 4 e às pseudo-medidas são constantes, isto é, não dependem do estado.
- Os modelos das medidas tipos 1 a 5 e das pseudo-medidas não dependem do estado ϕ .
- Os modelos das medidas tipos 1, 2 e 3 só dependem do estado \underline{V}_d .
- O modelo das medidas tipo 4 só depende do estado \underline{I}_c .
- O único tipo de medida cujo modelo depende de grandeza AC (tensão) é o tipo 8.

As características de esparsidade das matrizes Jacobiana e Ganho podem ser exploradas no "design" da estrutura computacional a ser empregada nas rotinas DC, a exemplo do que é usualmente feito nos programas de análise de redes AC em geral. Testes computacionais realizados confirmaram a adequadeza do conjunto de variáveis de estado adotado, tanto pela simplicidade da programação quanto pelas boas características de convergência e esparsidade exibidas.

IV.3 - DESACOPLAMENTO AC/DC

As grandezas envolvidas na estimação de estado AC/DC podem ser subdivididas da seguinte maneira:

$$\underline{z} = [\underline{z}_{AC} \quad \underline{z}_{DC}]^t \quad (\text{IV.4a})$$

$$\underline{x} = [\underline{x}_{AC} \quad \underline{x}_{DC}]^t \quad (\text{IV.4b})$$

$$\underline{h}(\underline{x}) = [\underline{h}_{AC}(\underline{x}) \quad \underline{h}_{DC}(\underline{x})]^t \quad (\text{IV.4c})$$

$$H(\underline{x}) = \frac{\partial \underline{h}(\underline{x})}{\partial \underline{x}} = \begin{array}{|c|c|} \hline \frac{\partial \underline{h}_{AC}(\underline{x})}{\partial \underline{x}_{AC}} & \frac{\partial \underline{h}_{AC}(\underline{x})}{\partial \underline{x}_{DC}} \\ \hline \frac{\partial \underline{h}_{DC}(\underline{x})}{\partial \underline{x}_{AC}} & \frac{\partial \underline{h}_{DC}(\underline{x})}{\partial \underline{x}_{DC}} \\ \hline \end{array} \quad (\text{IV.4d})$$

etc.

O único tipo de medida DC cujo modelo depende do estado AC é a medida de tap de transformador do conversor, enquanto que os únicos tipos de medidas AC cujos modelos dependem do estado DC são as medidas de injeção de potência ativa e reativa nas barras de interconexão. Se as tensões AC das barras de interconexão, calculadas em uma solução da parte AC, forem consideradas como parâmetros durante a solução da parte DC, e as potências ativa e reativa injetadas no elo DC, calculadas em uma solução da parte DC, forem consideradas como parâmetros fixos durante a solução da parte AC, então:

$$\frac{\partial h_{DC}(\underline{x})}{\partial \underline{x}_{AC}} = 0 \quad (\text{IV.5a})$$

$$\frac{\partial h_{AC}(\underline{x})}{\partial \underline{x}_{DC}} = 0 \quad (\text{IV.5b})$$

Assim, a matriz Jacobiana, e consequentemente a matriz Ganho, podem ser desmembradas em uma matriz para a parte AC e outra para a parte DC:

$$H(\underline{x}) = \begin{bmatrix} H_{AC}(\underline{x}_{AC}) \\ H_{DC}(\underline{x}_{DC}) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.6a})$$

$$G(\underline{x}) = \begin{bmatrix} G_{AC}(\underline{x}_{AC}) \\ G_{DC}(\underline{x}_{DC}) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.6b})$$

As matrizes Ganho correspondentes às partes AC e DC são dadas respectivamente por

$$G_{AC}(\underline{x}_{AC}) = H_{AC}^t(\underline{x}_{AC}) W_{AC} H_{AC}(\underline{x}_{AC}) \quad (\text{IV.7})$$

$$G_{DC}(\underline{x}_{DC}) = H_{DC}^t(\underline{x}_{DC}) W_{DC} H_{DC}(\underline{x}_{DC}) \quad (\text{IV.8})$$

O desacoplamento AC/DC obtido será aproveitado na elaboração dos algoritmos de estimação de estado AC/DC.

IV.4 - ESQUEMAS ITERATIVOS

Embora as características de convergência dos métodos simultâneos para a solução dos problemas de análise de sistemas AC/DC sejam em geral melhores, métodos sequenciais são preferíveis para o caso da extensão de pacotes previamente existentes. Dentre suas vantagens em relação aos métodos simultâneos, podem ser citadas:

- O desenvolvimento e teste das rotinas AC e DC em separado é mais fácil.
- A integração das rotinas DC em programas AC previamente existentes é independente dos algoritmos de solução empregados.
- As alterações e serem efetuadas nos programas AC para a inclusão de rotinas DC são menores que nos métodos simultâneos.
- Maior flexibilidade de se efetuarem modificações somente nas rotinas AC ou nas DC sem maiores implicações.
- São tão ou mais eficientes do ponto de vista computacional que os métodos simultâneos.

Nos métodos sequenciais, conforme mostra o diagrama da figura IV.2, os valores das potências ativa e reativa do elo DC, fornecidos por uma solução DC, são considerados como parâmetros fixos durante a próxima solução AC. Esta fornece os valores de tensão nas barras de interconexão, que serão considerados como parâmetros fixos durante a próxima solução DC, e assim sucessivamente, até que seja satisfeito um determinado critério de convergência.

O desacoplamento AC/DC torna possível a resolução dos respectivos sistemas de equações separadamente, o que sugere a utilização de um método sequencial. Dois esquemas iterativos do tipo sequencial são possíveis:

- Iterações Alternadas (algoritmo IA)

O processo de solução é constituído de iterações DC e AC alternadas, até que ambos os sistemas estejam convergidos.

O processo iterativo (III.8) fica desmembrados em:

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{DC}(x_{DC}^k) \Delta x_{DC}^k = H_{DC}^t(x_{DC}^k) W_{DC}[z_{DC} - h_{DC}(x_{DC}^k)] \quad (IV.9a) \\ x_{DC}^{k+1} = x_{DC}^k + \Delta x_{DC}^k \quad (IV.9b) \\ G_{AC}(x_{AC}^k) \Delta x_{AC}^k = H_{AC}^t(x_{AC}^k) W_{AC}[z_{AC} - h_{AC}(x_{AC}^k)] \quad (IV.10a) \\ x_{AC}^{k+1} = x_{AC}^k + \Delta x_{AC}^k \quad (IV.10b) \end{array} \right.$$

até que seja alcançada a convergência, onde k é o contador de iterações.

- Iterações Separadas (algoritmo IS)

Os sistemas DC e AC são convergidos separadamente, e as resoluções de ambos são repetidas até que seja obtida a convergência nas barras de interconexão AC/DC.

O processo iterativo fica desmembrado em:

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{DC}(\underline{x}_{DC}^k) \Delta \underline{x}_{DC}^k = H_{DC}^t(\underline{x}_{DC}^k) W_{DC} [z_{DC} - h_{DC}(\underline{x}_{DC}^k)] \quad (IV.11a) \\ \underline{x}_{DC}^{k+1} = \underline{x}_{DC}^k + \Delta \underline{x}_{DC}^k \quad (IV.11b) \end{array} \right.$$

até que seja alcançada a convergência DC, e

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{AC}(\underline{x}_{AC}^l) \Delta \underline{x}_{AC}^l = H_{AC}^t(\underline{x}_{AC}^l) W_{AC} [z_{AC} - h_{AC}(\underline{x}_{AC}^l)] \quad (IV.12a) \\ \underline{x}_{AC}^{l+1} = \underline{x}_{AC}^l + \Delta \underline{x}_{AC}^l \quad (IV.12b) \end{array} \right.$$

até que seja alcançada a convergência AC, onde k e l são os contadores de iterações DC e AC respectivamente.

Os algoritmos IA e IS são mostrados respectivamente nos diagramas de blocos das figuras IV.3 e IV.4.

Uma diferença fundamental entre os dois algoritmos consiste no fato de que, enquanto que no algoritmo IA a influência mútua entre os sistemas AC e DC dá-se a cada iteração, no algoritmo IS são efetuadas soluções separadas e a influência mútua entre os sistemas AC e DC dá-se através de resultados convergidos das respectivas soluções. Note-se que, neste último, as soluções AC e DC são compostas pelos respectivos processos iterativos e processamento de erros grosseiros, com tantas reestimações quantas forem necessárias para que estes sejam eliminados.

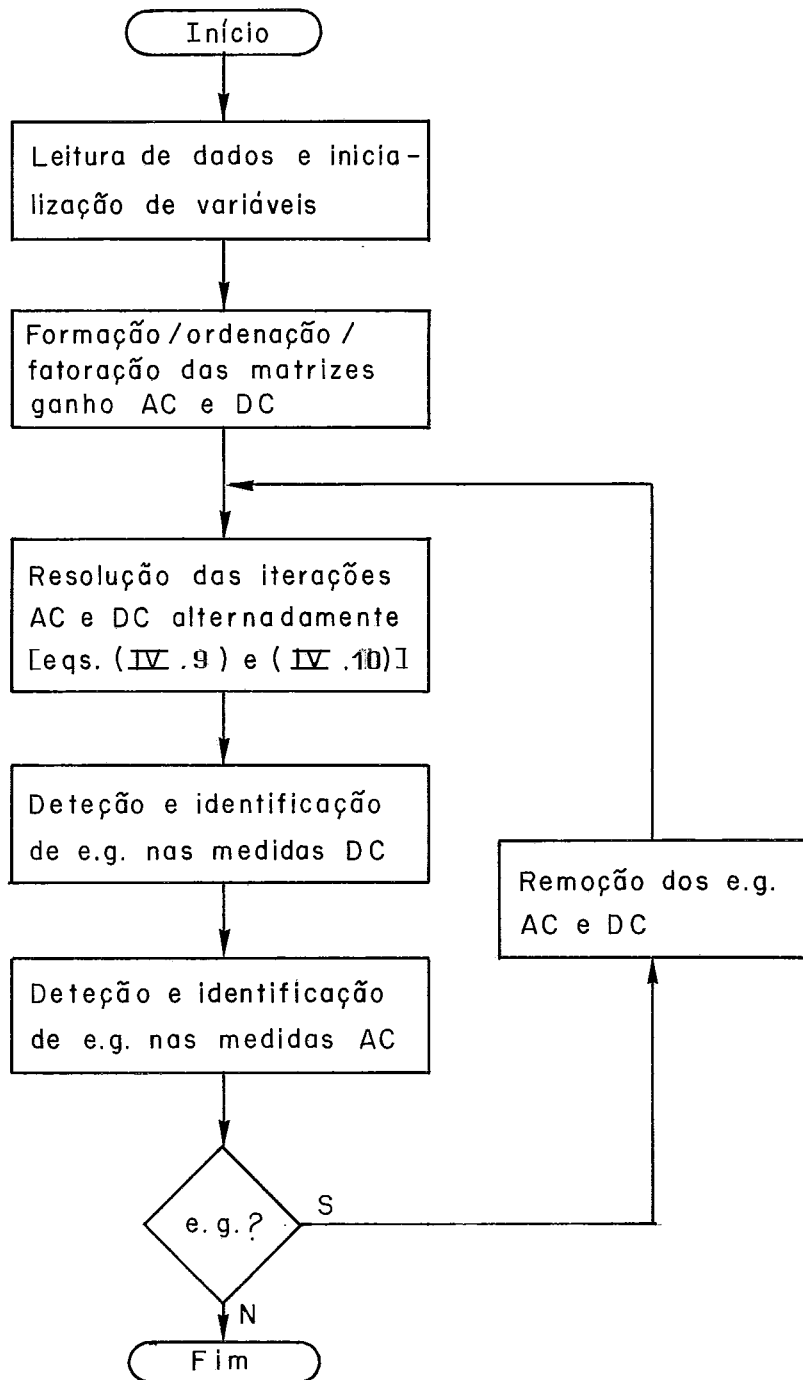


FIGURA IV.3 - Diagrama de blocos do algoritmo IA

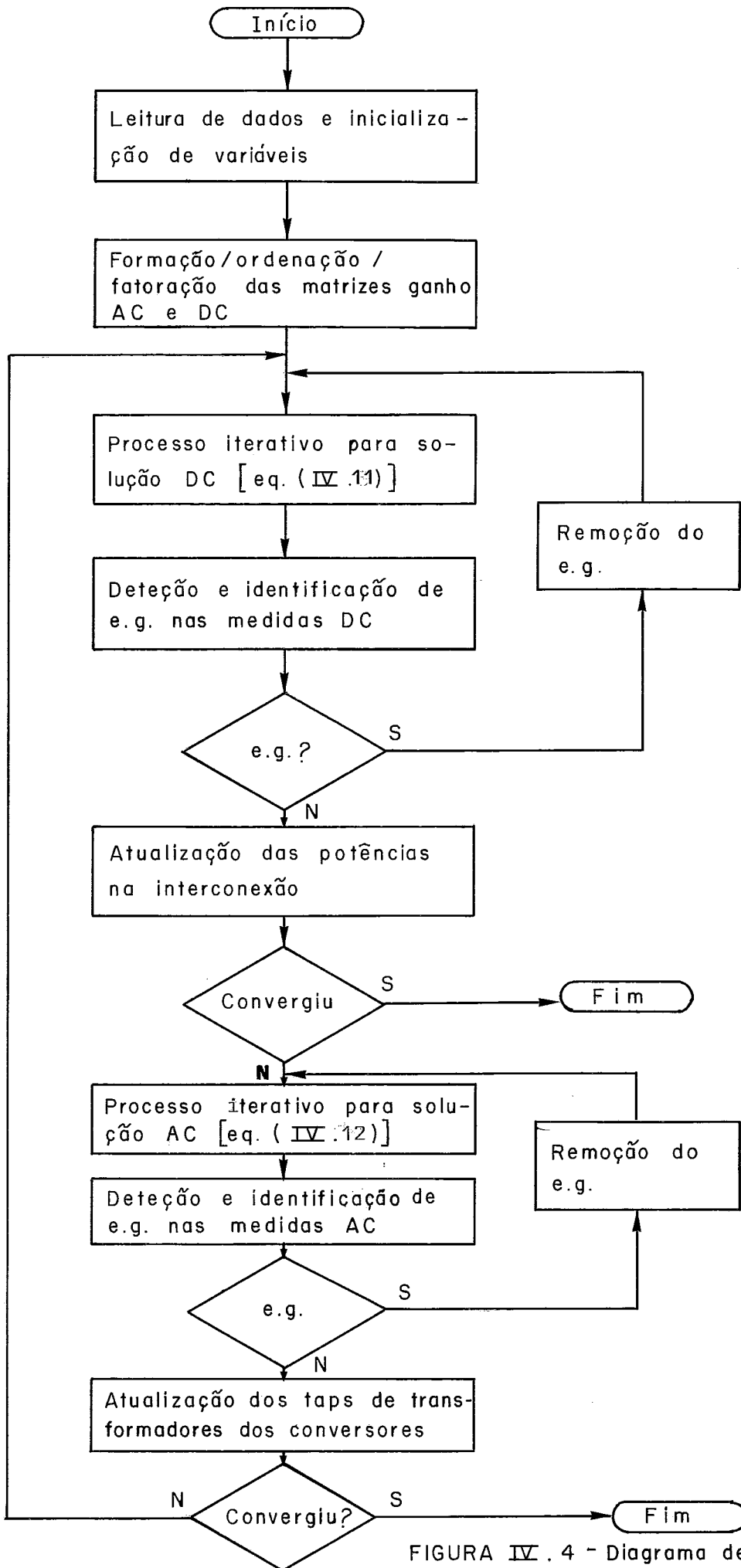


FIGURA IV.4 - Diagrama de blocos do algoritmo IS

A consequência disto é que, no algoritmo IS, o número de iterações DC e o número de iterações AC são independentes, ao contrário do que ocorre no algoritmo IA. Em sistemas em que as partes DC e AC apresentam diferentes características de convergência (devido ao condicionamento das matrizes Ganho, por exemplo), é de se esperar que o algoritmo IS seja mais rápido. O mesmo é esperado quando o número de medidas portadoras de erros grosseiros nos sistemas DC e AC são diferentes, o que de fato ocorre, de um modo geral.

No algoritmo IS, por serem os processos iterativos AC e DC convergidos em separado, certos procedimentos adicionais devem ser adotados. Estes não são necessários para o algoritmo IA, onde há um único processo iterativo para os sistemas AC e DC. Seguem-se alguns comentários a respeito desses procedimentos.

O primeiro procedimento é a verificação da convergência das potências calculadas nas barras de interconexão, realizada ao final de cada solução DC. Após uma solução DC, as potências P_c e Q_c obtidas para todos os conversores ligados à mesma barra de interconexão são somadas, obtendo-se as potências injetadas no elo DC. A convergência global do processo é aqui verificada comparando-se estes valores de potência com os valores calculados na solução DC anterior (se não for a primeira vez, evidentemente). Como a solução DC só pode influir na solução AC seguinte se existirem medidas de injeção de potência ativa ou reativa nas barras de interconexão, a convergência somente precisa ser verificada nas barras de interconexão onde é feito pelo menos um destes tipos de medida.

Caso a convergência ainda não tenha sido alcançada, os novos valores de potência são utilizados na próxima solução AC, tomando parte nos modelos das medidas de injeção de potência ativa e reativa localizadas nas barras de interconexão como parâmetros fixos.

O segundo procedimento é a verificação de convergência das tensões das barras de interconexão, realizada ao final de cada solução AC. Após uma solução AC, os valores de taps de transformadores dos conversores são calculados com os valores de tensão das barras de interconexão obtidos. A convergência global do processo é também aqui verificada comparando-se estes valores de tensão com os valores calculados na solução AC anterior (também neste caso, se não for a primeira vez). Como a solução AC só pode influir na solução DC seguinte se existirem medidas de taps de transformadores de conversores, a convergência somente precisa ser verificada nas barras de interconexão ligadas a conversores onde é feito este tipo de medida.

Caso a convergência ainda não tenha sido alcançada, os valores de tensão calculados serão utilizados na próxima solução DC, tomando parte nos modelos das medidas de taps de transformadores dos conversores como parâmetros fixos.

Há no algoritmo IS, portanto, um processo iterativo global, no qual são realizados dois testes de convergência, um após cada solução DC e outro após cada solução AC. Este processo é encerrado quando qualquer um dos dois testes indicar que a convergência foi alcançada.

O terceiro procedimento é a não inclusão das medidas de tap de transformadores dos conversores por ocasião da primeira solução DC. O motivo disto é que o modelo destas medidas depende dos valores das tensões das barras de interconexão, que ainda não são conhecidos. Portanto, a primeira solução DC pode ser considerada como um ajuste inicial do estado DC. Para que as medidas de tap tomem efetivamente parte na estimação de estado, deve ser obrigatoriamente efetuada uma segunda solução DC, independentemente do teste de convergência realizado após a solução AC, desta vez com estas medidas sendo normalmente consideradas no processamento.

Note-se que normalmente soluções DC ou AC adicionais são mais rápidas que a solução inicial, pelo fato de partirem de resultados anteriores, e não de valores arbitrários. Além disso, as matrizes não precisam ser montadas novamente, bastando atualizar os valores de seus elementos, e não há mais a presença dos erros grosseiros já processados nas soluções anteriores.

Em condições normais, tem se verificado que após a segunda solução DC a convergência é alcançada. Por este motivo, é preferível começar o processo de solução pelo sistema DC, geralmente de menores dimensões, e efetuar apenas uma solução AC.

IV.5 - ASPECTOS COMPUTACIONAIS

As rotinas DC desenvolvidas foram incorporadas a um programa de estimação de estado AC previamente existente, o qual foi modificado com vistas à integração AC/DC. Este programa, voltado para uso interativo via terminal de vídeo, tem como finalidade a realização de simulações "off-line" de estimação de estado. A descrição de suas características encontra-se no trabalho de MACHADO e THOMÉ [15].

O programa foi dimensionado para processar até 1500 barras e 11600 medidas AC, e 8 conversores e 64 medidas DC, tendo sido implementado num computador VAX 11/780 em linguagem FORTRAN. Duas versões do programa foram implementadas, uma utilizando o algoritmo IA e a outra, o algoritmo IS.

O método utilizado pelo programa de estimação de estado é o dos mínimos quadrados ponderados. No que se refere à parte AC, foi utilizada uma versão desacoplada no modelo, conforme as técnicas descritas no item III.4. Para que certos requisitos de ordem prática fossem satisfeitos, tais como rapidez de execução do programa, menor espaço de memória ocupada e conservação das propriedades de convergência do algoritmo, foram empregadas modernas técnicas de esparsidade, explorando-se as características de esparsidade e simetria em estrutura e valor apresentadas pelas duas matrizes ganho AC (uma correspondente à parte ativa e outra, à parte reativa) e pela matriz ganho DC. Dentre as principais técnicas aplicadas a uma matriz esparsa, podem ser mencionadas:

- Montagem de estrutura de listas para o armazenamento somente dos elementos não nulos da matriz. São calculados e instalados somente os elementos situados acima da diagonal, além, evidentemente, dos elementos da própria diagonal.
- Determinação prévia da ordem ótima de pivoteamento da matriz, objetivando a minimização do surgimento de novos elementos não nulos ("fill-in") na matriz por ocasião da fatoração. Simultaneamente com o ordenação, estes novos elementos são inseridos nas estruturas das matrizes sem que seus valores sejam calculados, isto é, a matriz é fatorada somente em estrutura.
- Estando a matriz já fatorada em estrutura, procede-se a determinação do valor de seus fatores triangulares (fatoração em valor), que são armazenados na própria estrutura anteriormente montada. Os fatores triangulares são posteriormente utilizados na solução do sistema de equações do processo iterativo.

Devido às simplificações introduzidas pelo desacoplamento no modelo, as matrizes ganho ativa e reativa não precisam ser alteradas ao longo do processo iterativo. Por isso, seus fatores triangulares são determinados antes deste e permanecem constantes ao longo do processamento.

Já a matriz ganho DC não permanece constante durante o processo iterativo, uma vez que alguns termos da matriz Jacobiana são dependentes do estado. Foi introduzida uma facilidade no programa, possibilitando ao usuário especificar o número de iterações durante as quais a matriz ganho DC permanece constante. Nas iterações em que a matriz ganho DC deve ser atualizada, seus elementos são recalculados e em seguida a matriz é fatorada em valor. Note-se que não ocorre mudança de estrutura da matriz, não sendo necessário montar, ordenar e fatorar em estrutura a matriz novamente.

O processamento de erros grosseiros é realizado em dois passos. O primeiro consiste na detecção de erros grosseiros, através do teste do índice $J(\hat{X})$, e o segundo consiste na identificação da medida portadora do maior erro grosseiro, através do teste dos resíduos normalizados, conforme anteriormente descrito no item III.3. A esparsidade das matrizes ganho também é levada em conta no cálculo dos resíduos normalizados, mediante o uso de técnicas de inversão esparsa, descritas por BROUSSOLLE [4]. Os erros grosseiros presentes nas medidas AC e DC são processados separadamente, conforme pode ser verificado nos diagramas de blocos das figuras IV.3 e IV.4.

O "design" da estrutura de dados referente à parte DC foi direcionado para a minimização do tempo de processamento e a simplificação do programa. Uma série de resultados intermediários são armazenados, inclusive a matriz Jacobiana, armazenada numa estrutura esparsa encadeada por linha e por coluna. Mesmo assim, o acréscimo na área de memória ocupada pelo programa de estimação de estado devido à inclusão de elos DC foi de aproximadamente 1% apenas.

CAPÍTULO V

TESTES E RESULTADOSV.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados resultados de testes realizados com os dois algoritmos de estimação de estado de sistemas elétricos AC/DC propostos.

Primeiramente são apresentados o sistema elétrico utilizado e as diferentes configurações do sistema de medição definidas para os testes.

Seguem-se os resultados computacionais obtidos, juntamente com os principais detalhes referentes aos testes realizados e uma avaliação do comportamento dos dois algoritmos testados.

V.2 - DESCRIÇÃO DO SISTEMA TESTE

Para a realização dos testes, foi utilizado o sistema elétrico mostrado no diagrama unifilar da figura V.1. Este sistema, que consiste em uma parte do sistema elétrico brasileiro incluindo o elo DC bipolar duplo de Itaipu, é formado, em sua parte AC, por 40 barras, 54 linhas e 10 transformadores (78 variáveis de estado), e, em sua parte DC, por 8 conversores, 4 linhas e 12 barras (28 variáveis de estado). Na figura V.2 são mostrados mais detalhadamente os elos DC, juntamente com as barras AC vizinhas.

Com a finalidade de se obter um caso base para os testes a serem realizados, inicialmente foi executado um programa de fluxo de potência, o qual acha-se descrito na referência [15], tendo a convergência sido alcançada em 8 iterações AC e 6 iterações DC. Nas tabelas V.1 e V.2 são fornecidos respectivamente os dados de barra e os dados de linha do sistema elétrico AC. Os dados relativos aos elos DC foram obtidos a partir de informações contidas nos artigos de MADZAREVIC et alii [16] e PIERANTI et alii [17], sendo fornecidos na tabela V.3.

Com o objetivo de se mostrar a característica sequencial dos algoritmos e de se avaliar os seus desempenhos quanto às características de convergência e tempo de processamento, dois testes foram realizados, tendo sido especificados duas configurações distintas para os sistemas de medição, cujas descrições são as seguintes:

Teste 1

- Sistema de medição DC completo, num total de 60 medidas.
Erro grosseiro acrescentado à medida de potência reativa no conversor 22.

- Sistema de medição AC consistindo de: medidas de fluxo de potência ativa e reativa em todos os circuitos, em ambas as extremidades; medidas de injeção de potência ativa e reativa em todas as barras, exceto medidas de injeção de potência reativa nas barras 68, 410, 600, 601, 602 e 603; medidas de tensão nas barras 68, 69, 410, 413, 600, 601, 602, 603. Total de medidas : 338 (168 na parte ativa e 170 na reativa).

BARRA			TENSÃO		GERAÇÃO		CARGA		CAP/REA	
Nº	NOME	TIPO	MÓDULO	ÂNGULO	MW	MVAR	MW	MVAR	MVAR	
68	S.Roque	20	1	0.950	-22.7	0.0	-477.0	0.0	0.0	0.0
69	S.Roque	FCE	0	0.946	-22.7	0.0	0.0	0.0	0.0	974.0
76	T.Preto	345	0	0.943	-25.7	0.0	0.0	-1089.0	167.9	200.0
410	Itaipu	GER	2	1.000	0.0	1439.9	-56.5	0.0	0.0	0.0
411	Itaipu	500	0	1.038	-7.4	0.0	0.0	99.0	16.1	0.0
412	MDIR	2-500	0	1.038	-7.6	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
413	FOZ	500	0	1.040	-8.2	0.0	0.0	0.0	0.0	698.0
510	A.Serra	1	0	0.940	-28.2	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
511	A.Serra	2	0	0.934	-29.8	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
512	Baixada	345	0	0.938	-28.5	0.0	0.0	192.5	13.2	0.0
513	Baixada	230	0	1.035	-28.1	0.0	0.0	43.1	5.5	0.0
527	H.Borden	230	0	1.037	-28.0	0.0	0.0	-130.0	-59.0	0.0
533	Interlag	345	0	0.949	-26.6	0.0	0.0	913.7	-96.2	0.0
534	Interlag	230	0	1.036	-28.5	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
536	Leste	345	0	0.933	-28.2	0.0	0.0	904.0	169.1	0.0
539	Itapeti	345	0	0.944	-26.6	0.0	0.0	569.8	74.6	0.0
551	Piratini	230	0	1.035	-28.7	0.0	0.0	300.5	26.6	0.0
571	Sul	345	0	0.928	-31.1	0.0	0.0	1083.0	124.9	0.0
600	Avermel	16.0	1	1.050	11.6	1029.0	33.5	0.0	0.0	0.0
601	Capivara	14.4	1	1.045	4.6	555.0	154.0	0.0	0.0	0.0
602	I.Solteira	14.4	1	1.028	11.9	2980.0	-291.0	0.0	0.0	0.0
603	Jupia	13.8	2	1.045	5.0	390.9	-43.7	0.0	0.0	0.0
612	Araraqua	440	0	0.997	-12.1	0.0	0.0	299.9	95.6	-540.0
614	Assis	440	0	1.002	-6.1	0.0	0.0	93.0	30.8	-180.0
617	A.Vermelha	440	0	1.050	7.3	0.0	0.0	-289.0	-74.0	0.0
619	Bauru	440	0	1.010	-10.5	0.0	0.0	-9.6	81.1	-720.0
621	Cabreuva	440	0	0.997	-24.7	0.0	0.0	1218.0	163.3	0.0
625	Capivara	440	0	1.020	-1.9	0.0	0.0	129.9	61.4	0.0
627	Embuguacu	440	0	1.000	-24.8	0.0	0.0	59.6	6.0	0.0
628	Embuguacu	345	0	0.951	-26.1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
633	I.Solteira	440	0	1.042	6.6	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
634	Jupia	440	0	1.050	3.0	0.0	0.0	74.8	-39.5	0.0
638	R.Preto	440	0	0.956	-12.3	0.0	0.0	166.5	76.0	-180.0
643	S.Barbara	440	0	0.959	-20.5	0.0	0.0	497.4	313.7	0.0
647	B.Jardim	440	0	0.977	-24.8	0.0	0.0	292.6	5.0	0.0
649	Sto.Angelo	440	0	0.998	-25.2	0.0	0.0	175.1	78.6	0.0
650	Sto.Angelo	345	0	0.949	-25.9	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
655	Taubate	440	0	0.997	-28.3	0.0	0.0	563.7	-13.2	0.0
660	T.Oeste	Y2	0	1.014	-20.2	0.0	0.0	0.0	-5.7	0.0
674	T.Oeste	Y2	0	1.014	-20.2	0.0	0.0	0.0	-5.7	0.0

Observações: 1) Tipo 0 - Barra de carga

Tipo 1 - Barra de geração

Tipo 2 - Barra "swing"

2) Os valores de capacitores (+) e reatores (-) são dados para tensão de 1 p.u.

TABELA V.1 - Dados de barra do sistema mostrado na figura V.1

DA BARRA	P/ BARRA	CIRC.	RESIST (%)	REATAN (%)	SUSCEP (MVAR)	T A P (PU)
69	68	61	0.00	0.95		0.948
69	76	62	0.19	2.55	59.630	
69	76	63	0.19	2.55	59.630	
69	533	64	0.07	1.29	31.530	
69	533	65	0.07	1.29	31.530	
76	512	72	0.09	0.84	13.500	
76	536	73	0.10	1.12	17.200	
76	536	74	0.10	1.05	15.700	
76	539	75	0.08	0.68	12.000	
411	410	435	0.00	0.91		1.024
411	412	436	0.00	0.02	2.347	
412	413	438	0.01	0.08	8.322	
510	512	475	0.02	0.19	3.380	
510	628	476	0.13	1.24	2.136	
511	571	477	0.05	0.47	8.130	
511	628	478	0.13	1.24	2.136	
512	513	479	0.00	1.36		0.913
512	571	481	0.07	0.66	11.430	
513	527	482	0.05	0.44	1.300	
513	527	483	0.05	0.44	1.300	
527	551	502	0.63	3.37	5.540	
533	534	507	0.00	1.36		0.913
533	628	510	0.07	0.70	12.840	
533	628	511	0.07	0.70	12.840	
534	551	512	0.03	0.16	0.390	
534	551	513	0.03	0.16	0.390	
536	539	515	0.14	1.49	22.800	
539	650	517	0.04	0.41	7.200	
539	650	518	0.04	0.41	7.200	
612	617	555	0.40	5.38	290.350	
612	619	556	0.13	1.72	102.690	
612	633	557	0.49	6.12	390.730	
612	633	558	0.49	6.12	390.730	
612	643	559	0.18	2.35	135.260	
612	649	560	0.37	4.67	298.240	
612	649	561	0.37	4.67	298.240	
614	619	568	0.18	2.33	133.900	
614	625	569	0.14	1.80	103.540	
617	600	544	0.00	0.82		1.000
617	633	572	0.18	2.41	130.090	
617	638	573	0.42	5.68	306.380	
619	621	576	0.30	3.77	240.890	
619	621	577	0.30	3.77	240.890	
619	633	578	0.41	5.12	326.960	
619	633	579	0.41	5.12	326.960	
619	634	580	0.40	4.98	317.780	
619	634	581	0.40	4.98	317.780	
619	660	582	0.26	3.26	208.400	
619	674	583	0.26	3.26	208.400	
621	627	588	0.09	1.21	72.220	
621	649	590	0.14	1.85	111.100	
625	601	545	0.00	2.16		1.000
627	649	605	0.10	1.24	74.200	
627	660	606	0.13	1.61	102.460	
627	674	607	0.13	1.61	102.460	
628	627	602	0.00	0.24		0.955
633	602	546	0.00	0.33		1.000
633	634	610	0.07	0.96	57.440	
634	603	547	0.00	0.96		1.000
638	643	621	0.23	3.06	164.970	
643	647	632	0.10	1.33	76.480	
647	655	640	0.19	2.50	143.820	
649	655	646	0.12	1.60	91.950	
650	649	643	0.00	0.24		0.955

Observação: Os taps estão no lado primário dos transformadores

TABELA V.2 - Dados de linha/transformadores do sistema
mostrado na figura V.1

DADOS DO SISTEMA DE CORRENTE CONTÍNUA DE ITAIPU	
Número de bipolos	2
Número de Pontes de 12 pulsos, por polo conversor	2
Frequência	
Foz	50 Hz
S.Roque	60 Hz
Tensão nominal	600 kV
Tensões nominais fase-fase dos transformadores, por ponte de 12 pulsos	
Foz	500 kV (prim.) 254.8 kV (sec.)
S.Roque	345 kV (prim.) 244 kV (sec.)
Limites e passos dos taps dos transformadores	de -6 x 1.25% a +20 x 1.25%
Reatância equiv.de comutação, por ponte de 12 pulsos	
Foz	0.325% (*)
S.Roque	0.302% (*)
Resistência de aterramento, por bipolo	
Foz	0.019% (*)
S.Roque	0.047% (*)
Resistência da linha de transmissão, por polo	0.297% (*)
Controles especificados para o fluxo de potência:	
- Potência transmitida em Foz, por polo	335.0 MW
- Limites para ângulo de ignição em Foz	12.5° e 17.5°
- Valor fixo de ângulo de extinção em S.Roque	17°
- Tensão DC especificada em Foz, por polo	1.0 p.u.
(*) Potência base utilizada : 100 MVA	

TABELA V.3 - Dados relativos aos elos DC mostrados na figura V.2

Erros grosseiros acrescentados à medida de injeção de potência reativa na barra 76 e à medida de fluxo de potência ativa na linha 438, junto à barra 413.

Teste 2

Idêntico ao teste 1, todavia sem considerar as medidas de tap de transformadores dos conversores, no sistema de medição DC, e as medidas de injeção de potência ativa e reativa nas barras de interconexão (413 e 69), no sistema de medição AC.

O esquema de preparação dos dados para a realização dos testes é mostrado na figura V.3. Os dados para a estimação de estado consistem nos dados do sistema elétrico e dados do sistema de medição. Tendo sido obtida a solução do fluxo de potência, considerada para efeito de simulação como sendo o estado verdadeiro do sistema, os valores das medidas são então calculados aplicando-se a equação III.1, ou seja, adicionando-se aos seus valores "verdadeiros" erros aleatórios de distribuição normal. Estes erros, com médias iguais a zero e desvios padrões previamente especificados, são gerados com o auxílio de uma subrotina geradora de números pseudo-aleatórios. Apenas os valores gerados na faixa ± 3 desvios padrões foram aproveitados, uma vez que os valores situados fora desta faixa são considerados erros grosseiros. Vale ressaltar que não são adicionados erros às pseudo-medidas. Após este procedimento, os erros grosseiros previamente especificados são acrescentados às respectivas medidas.

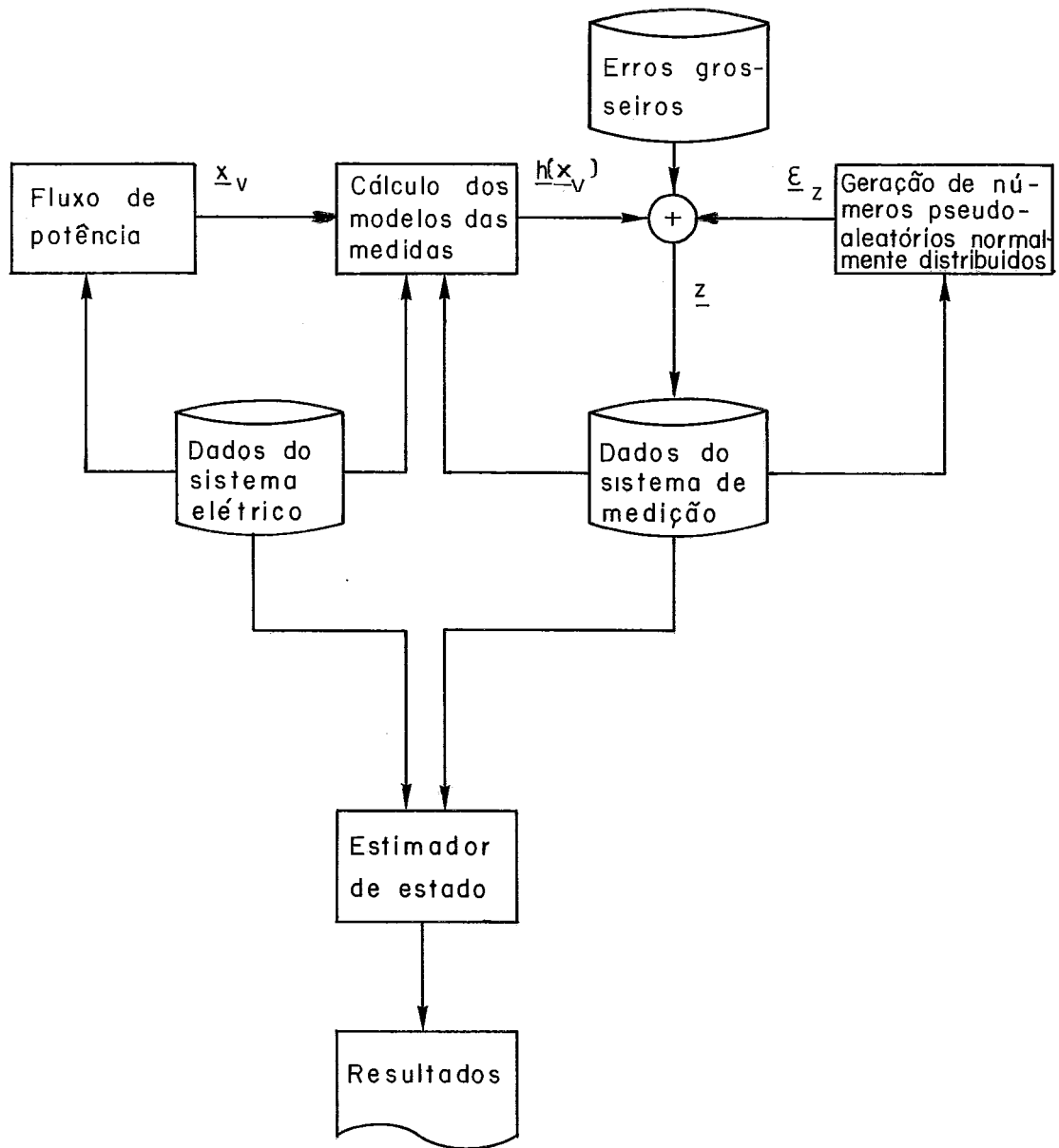


FIGURA V.3 - Esquema de preparação dos dados para a estimação de estado

A determinação dos desvios padrões especificados deveria, a rigor, levar em conta as imprecisões dos transformadores de potencial e de corrente, transdutores e conversores analógico-digitais, que são os principais componentes envolvidos no processo de medição. Na falta de informações a este respeito, foram adotados para os desvios padrões das medidas AC valores típicos, largamente utilizados em diversos estudos de estimação de estado, e para os desvios padrões das medidas DC foram assumidos valores hipotéticos, baseados em informações contidas nas referências [16] e [17] anteriormente citadas.

A diferença entre os sistemas de medição dos testes 1 e 2 reside apenas em suas configurações, tendo sido utilizados os mesmos valores de medidas. Nas tabelas V.4 e V.5 são fornecidos respectivamente os dados das medidas DC e os dados das medidas AC localizadas junto à interconexão.

V.3 - AVALIAÇÃO DOS RESULTADOS

Os testes partiram de condições iniciais "flat-start", tendo sido utilizados os valores 0.001 p.u. e 1.0 MW-MVAR como tolerâncias para convergência respectivamente das variáveis de estado AC e DC e das potências na interconexão. As matrizes Jacobiana e Ganho DC foram atualizadas a cada duas iterações. A ponderação usada para as pseudo-medidas DC (dadas por (IV.3)) foi de 10^6 .

Nas tabelas V.6 e V.7 são mostrados resultados referentes aos valores estimados respectivamente para as medidas DC apresentadas na tabela V.4 e para as medidas AC apresen

MEDIDAS DC		VALOR	VALOR	DESVIO	OBSERVAÇÕES
T I P O	LOCALIZAÇÃO	VERDA DEIRO	MEDIDO	PADRÃO	
FLUXO DE CORRENTE (PU)	CIRC. 11				
	11 p/ 21	3.36	3.37	0.04	
	21 p/ 11	-3.36	-3.33	0.04	
	CIRC. 12				
	12 p/ 22	-3.36	-3.39	0.04	
	22 p/ 12	3.36	3.36	0.04	
	CIRC. 21				
	31 p/ 41	3.36	3.41	0.04	
41 p/ 31	-3.36	-3.37	0.04		
CIRC. 22					
32 p/ 42	-3.36	-3.32	0.04		
42 p/ 32	3.36	3.37	0.04		
INJEÇÃO DE CORR. ELETRODO (PU)	BARRA 10	0.00	0.02	0.04	
	BARRA 20	0.00	0.06	0.04	
	BARRA 30	0.00	0.00	0.04	
	BARRA 40	0.00	-0.02	0.04	
TENSÃO DC (PU)	BARRA 11	0.996	0.999	0.0033	
	BARRA 12	-0.996	-0.992	0.0033	
	BARRA 21	0.986	0.990	0.0033	
	BARRA 22	-0.986	-0.989	0.0033	
	BARRA 31	0.996	0.991	0.0033	
	BARRA 32	-0.996	-1.001	0.0033	
	BARRA 41	0.986	0.984	0.0033	
	BARRA 42	-0.986	-0.984	0.0033	
CORRENTE (PU)	CONV. 11	3.36	3.41	0.04	
	CONV. 12	-3.36	-3.39	0.04	
	CONV. 21	-3.36	-3.43	0.04	
	CONV. 22	3.36	3.39	0.04	
	CONV. 31	3.36	3.39	0.04	
	CONV. 32	-3.36	-3.36	0.04	
	CONV. 41	-3.36	-3.36	0.04	
	CONV. 42	3.36	3.39	0.04	
POTÊNCIA ATIVA (MW)	CONV. 11	335.0	335.3	1.0	
	CONV. 12	335.0	335.5	1.0	
	CONV. 21	-331.6	-330.1	1.0	
	CONV. 22	-331.6	-332.3	1.0	
	CONV. 31	335.0	336.9	1.0	
	CONV. 32	335.0	335.1	1.0	
	CONV. 41	-331.6	-330.7	1.0	
	CONV. 42	-331.6	-332.2	1.0	
POTÊNCIA REATIVA (MVAR)	CONV. 11	121.4	120.8	1.0	Erro Grosseiro
	CONV. 12	121.4	121.5	1.0	
	CONV. 21	123.5	103.5	1.0	
	CONV. 22	123.5	123.6	1.0	
	CONV. 31	121.4	123.6	1.0	
	CONV. 32	121.4	121.9	1.0	
	CONV. 41	123.5	124.9	1.0	
	CONV. 42	123.5	122.9	1.0	
ÂNGULO DE CONTROLE (GRAUS)	CONV. 11	16.1	16.1	0.1	
	CONV. 12	16.1	15.9	0.1	
	CONV. 21	17.0	17.1	0.1	
	CONV. 22	17.0	16.9	0.1	
	CONV. 31	16.1	16.0	0.1	
	CONV. 32	16.1	16.0	0.1	
	CONV. 41	17.0	16.8	0.1	
	CONV. 42	17.0	17.1	0.1	
TAP (PU)	CONV. 11	1.1250	1.1225	0.002	Só no teste 1
	CONV. 12	1.1250	1.1205	0.002	Só no teste 1
	CONV. 21	0.9875	0.9850	0.002	Só no teste 1
	CONV. 22	0.9875	0.9885	0.002	Só no teste 1
	CONV. 31	1.1250	1.1255	0.002	Só no teste 1
	CONV. 32	1.1250	1.1225	0.002	Só no teste 1
	CONV. 41	0.9875	0.9890	0.002	Só no teste 1
	CONV. 42	0.9875	0.9835	0.002	Só no teste 1

TABELA V.4 - Dados das medidas realizadas nos eios DC mostrados na figura V.2

MEDIDAS AC		VALOR	VALOR	DESVIDO	OBSERVAÇÕES
T I P O	LOCALIZAÇÃO	VERDADEIRO	MEDIDO	PADRÃO	
FLUXO DE POTÊNCIA ATIVA (MW)	CIRC. 61				
	68 p/ 69	0.0	2.2	2.0	
	69 p/ 68	0.0	-0.1	2.0	
	CIRC. 62				
	69 p/ 76	183.8	183.9	2.0	
	76 p/ 69	-183.1	-184.7	2.0	
	CIRC. 63				
	69 p/ 76	183.8	181.2	2.0	
	76 p/ 69	-183.1	-182.6	2.0	
	CIRC. 64				
	69 p/ 533	479.4	480.0	2.0	
	533 p/ 69	-477.6	-477.6	2.0	
CIRC. 65					
69 p/ 533	479.4	479.7	2.0		
533 p/ 69	-477.6	-479.4	2.0		
CIRC. 438					
412 p/ 413	1340.7	1341.4	2.0		
413 p/ 412	-1339.7	-1389.7	2.0	Erro Grosseiro	
FLUXO DE POTÊNCIA REATIVA (MVAR)	CIRC. 61				
	68 p/ 69	-481.9	-482.5	2.0	
	69 p/ 68	506.4	507.5	2.0	
	CIRC. 62				
	69 p/ 76	-21.3	-21.0	2.0	
	76 p/ 69	-22.2	-23.5	2.0	
	CIRC. 63				
	69 p/ 76	-21.3	-19.3	2.0	
	76 p/ 69	-22.2	-20.4	2.0	
	CIRC. 64				
	69 p/ 533	-42.8	-42.6	2.0	
	533 p/ 69	47.7	48.8	2.0	
CIRC. 65					
69 p/ 533	-42.8	-41.1	2.0		
533 p/ 69	47.7	49.9	2.0		
CIRC. 438					
412 p/ 413	-262.9	-265.7	2.0		
413 p/ 412	268.2	269.0	2.0		
INJEÇÃO DE POTÊNCIA ATIVA (MW)	BARRA 68	0.0	-0.8	2.0	
	BARRA 69	0.0	0.0	0.632	Só no teste 1
	BARRA 76	1089.0	1086.9	2.0	
	BARRA 412	0.0	0.0	0.632	
	BARRA 413	0.0	0.0	0.632	Só no teste 1
	BARRA 533	-913.7	-912.9	2.0	
INJEÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA (MVAR)	BARRA 69	0.0	0.0	0.632	Só no teste 1
	BARRA 76	-167.9	-127.9	2.0	Erro Grosseiro
	BARRA 412	0.0	0.0	0.632	
	BARRA 413	0.0	0.0	0.632	Só no teste 1
	BARRA 533	96.2	94.1	2.0	
TENSÃO (PU)	BARRA 68	0.950	0.950	0.002	
	BARRA 69	0.946	0.945	0.002	
	BARRA 413	1.040	1.039	0.002	

TABELA V.5 - Dados das medidas realizadas no sistema
AC mostrado na figura V.1

GRANDEZAS			VALORES ESTIMADOS			
T I P O	LOCALIZAÇÃO		IA - T1	IA - T2	IS - T1	IS - T2
FLUXO DE CORRENTE (PU)	CIRC.	11				
	11 p/	21	3.35	3.36	3.35	3.36
	21 p/	11	-3.35	-3.36	-3.35	-3.36
	CIRC.	12				
	12 p/	22	-3.36	-3.37	-3.36	-3.37
	22 p/	12	3.36	3.37	3.36	3.37
	CIRC.	21				
	31 p/	41	3.38	3.39	3.38	3.39
	41 p/	31	-3.38	-3.39	-3.38	-3.39
	CIRC.	22				
32 p/	42	-3.36	-3.36	-3.36	-3.36	
42 p/	32	3.36	3.36	3.36	3.36	
INJEÇÃO DE CORRENTE ELETRODO (PU)	BARRA	10	0.01	0.01	0.01	0.01
	BARRA	20	-0.01	-0.01	-0.01	-0.01
	BARRA	30	-0.02	-0.02	-0.02	-0.02
	BARRA	40	0.02	0.02	0.02	0.02
TENSÃO DC (PU)	BARRA	11	0.999	0.997	0.998	0.998
	BARRA	12	-0.998	-0.996	-0.998	-0.996
	BARRA	21	0.989	0.988	0.989	0.988
	BARRA	22	-0.988	-0.986	-0.988	-0.986
	BARRA	31	0.995	0.992	0.995	0.992
	BARRA	32	-0.999	-0.997	-0.999	-0.997
	BARRA	41	0.985	0.982	0.985	0.982
	BARRA	42	-0.989	-0.987	-0.989	-0.987
CORRENTE (PU)	CONV.	11	3.35	3.36	3.35	3.36
	CONV.	12	-3.36	-3.37	-3.36	-3.37
	CONV.	21	-3.36	-3.36	-3.35	-3.36
	CONV.	22	3.36	3.37	3.36	3.37
	CONV.	31	3.38	3.39	3.38	3.39
	CONV.	32	-3.36	-3.36	-3.36	-3.36
	CONV.	41	-3.38	-3.39	-3.38	-3.39
	CONV.	42	3.36	3.36	3.36	3.36
POTÊNCIA ATIVA (MW)	CONV.	11	334.9	334.9	334.9	334.9
	CONV.	12	335.8	335.7	335.8	335.7
	CONV.	21	-331.5	-331.5	-331.5	-331.5
	CONV.	22	-332.4	-332.3	-332.4	-332.3
	CONV.	31	336.1	336.0	336.1	336.0
	CONV.	32	335.5	335.4	335.5	335.4
	CONV.	41	-332.7	-332.6	-332.7	-332.6
	CONV.	42	-332.1	-332.1	-332.1	-332.1
POTÊNCIA REATIVA (MVAR)	CONV.	11	121.2	121.2	121.2	121.2
	CONV.	12	121.0	120.9	121.0	120.9
	CONV.	21	124.0	124.0	124.0	124.0
	CONV.	22	123.3	123.4	123.3	123.4
	CONV.	31	121.9	121.9	121.9	121.9
	CONV.	32	121.2	121.2	121.2	121.2
	CONV.	41	123.5	123.5	123.4	123.5
	CONV.	42	124.1	124.0	124.1	124.0
ÂNGULO DE CONTROLE (GRAUS)	CONV.	11	16.1	16.1	16.1	16.1
	CONV.	12	16.0	15.9	16.0	15.9
	CONV.	21	17.1	17.1	17.1	17.1
	CONV.	22	16.9	16.9	16.9	16.9
	CONV.	31	16.1	16.1	16.1	16.1
	CONV.	32	16.0	16.0	16.0	16.0
	CONV.	41	16.9	16.9	16.9	16.9
	CONV.	42	17.1	17.1	17.1	17.1
TAP (PU)	CONV.	11	1.1230	1.1249	1.1230	1.1238
	CONV.	12	1.1240	1.1266	1.1241	1.1266
	CONV.	21	0.9853	0.9864	0.9852	0.9863
	CONV.	22	0.9868	0.9892	0.9867	0.9892
	CONV.	31	1.1267	1.1293	1.1267	1.1293
	CONV.	32	1.1227	1.1246	1.1227	1.1246
	CONV.	41	0.9899	0.9926	0.9899	0.9926
	CONV.	42	0.9850	0.9870	0.9849	0.9870

TABELA V.6 - Resultados da estimação de estado (DC)

GRANDEZAS			VALORES ESTIMADOS			
T I P O	LOCALIZAÇÃO		IA - T1	IA - T2	IS - T1	IS - T2
FLUXO DE POTÊNCIA ATIVA (MW)	CIRC.	61				
	68 p/	69	0.1	0.5	0.1	0.5
	69 p/	68	-0.1	-0.5	-0.1	-0.5
	CIRC.	62				
	69 p/	76	184.3	183.9	184.2	183.9
	76 p/	69	-183.6	-183.2	-183.5	-183.2
	CIRC.	63				
	69 p/	76	184.3	183.9	184.2	183.9
	76 p/	69	-183.6	-183.2	-183.5	-183.2
	CIRC.	64				
	69 p/	533	480.0	479.2	479.9	479.2
	533 p/	69	-478.2	-477.4	-478.1	-477.4
	CIRC.	65				
	69 p/	533	480.0	479.2	479.9	479.2
533 p/	69	-478.2	-477.4	-478.1	-477.4	
CIRC.	438					
412 p/	413	1342.8	1341.5	1342.6	1341.5	
413 p/	412	-1341.7	-1340.5	-1341.6	-1340.5	
FLUXO DE POTÊNCIA REATIVA (MVAR)	CIRC.	61				
	68 p/	69	-482.2	-482.5	-482.2	-482.5
	69 p/	68	506.7	507.1	506.7	507.1
	CIRC.	62				
	69 p/	79	-21.7	-21.6	-21.7	-21.6
	76 p/	69	-21.8	-22.0	-21.8	-22.0
	CIRC.	63				
	69 p/	76	-21.7	-21.6	-21.7	-21.6
	76 p/	69	-21.8	-22.0	-21.8	-22.0
	CIRC.	64				
	69 p/	533	-42.4	-42.3	-42.4	-42.3
	533 p/	69	47.3	47.1	47.3	47.1
	CIRC.	65				
	69 p/	533	-42.4	-42.3	-42.4	-42.3
533 p/	69	47.3	47.1	47.3	47.1	
CIRC.	438					
412 p/	413	-263.9	-264.1	-263.9	-264.1	
413 p/	412	269.3	269.4	269.3	269.4	
INJEÇÃO DE POTÊNCIA ATIVA (MW)	BARRA	68	0.1	0.5	0.1	0.5
	BARRA	69	-0.2	-2.8	-0.2	-2.8
	BARRA	76	1086.6	1086.0	1086.6	1086.0
	BARRA	412	0.3	0.0	0.2	0.0
	BARRA	423	0.6	1.5	0.4	1.5
	BARRA	433	-913.8	-912.8	-913.7	-912.8
INJEÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA (MVAR)	BARRA	69	0.4	1.1	0.5	1.1
	BARRA	76	-163.4	-163.7	-163.7	-163.7
	BARRA	412	-0.1	-0.2	-0.1	-0.2
	BARRA	413	0.2	0.6	0.1	0.6
	BARRA	533	95.4	95.1	95.4	95.1
	BARRA	413	1.040	1.039	1.040	1.039

TABELA V.7 - Resultados da estimação de estado (AC)

tadas na tabela V.5. Ambos os algoritmos fornecem soluções satisfatórias para ambos os testes. Os valores estimados no teste 1, para as medidas situadas na interconexão, são um pouco mais próximos dos valores verdadeiros do que no teste 2, devido à influência mútua dos sistemas AC e DC e à redundância um pouco maior existente na interconexão.

Os sumários dos processos iterativos das soluções pelos algoritmos IA e IS encontram-se respectivamente nas tabelas V.8 e V.9. Ambos os algoritmos mostram-se confiáveis quanto à convergência. Confirmando o que foi assinalado no capítulo anterior, o algoritmo IS converge mais rapidamente do que o algoritmo IA, devido ao diferente número de medidas portadoras de erros grosseiros nos sistemas AC e DC.

Na solução do teste 1 pelo algoritmo IS, são suficientes apenas uma solução AC e duas soluções DC, para as tolerâncias especificadas. Para tolerâncias menores, ou ainda em situações de baixa redundância na interconexão, aliada à presença de erros grosseiros nesta região, um maior número de soluções pode ser necessário para a convergência do processo.

No teste 2, não existem medidas AC capazes de trazer influência da solução DC para a solução AC e vice-versa, tornando as soluções AC e DC completamente independentes. Na solução pelo algoritmo IS, não há a necessidade de uma segunda solução DC, devido à ausência de medidas de tap de transformadores dos conversores.

TESTE IA	ESTIMAÇÃO	NÚMERO ITERAÇÕES	$J(\hat{x})$	J_{lim}	MEDIDA IDENTIFICADA	TEMPO C.P.U.
1	1	7 DC	367.0	72.1	Pot.Reat.Conversor 21	0.32s
		6.5 AC	956.4	328.4	Flux.Pot.At.Circ. 438	1.04s
	2	2 DC	44.2	72.1	--	0.09s
		1 AC	373.3	328.4	Inj.Pot.Reat.Barra 76	0.22s
	3	3 DC	43.9	72.1	--	0.14s
		2.5 AC	251.9	328.4	--	0.22s
TOTAL	3	12 DC				1.92s
		10 AC				
2	1	6 DC	357.7	81.5	Pot.Reat.Conversor 21	0.18s
		5.5 AC	820.8	323.9	Flux.Pot.At.Circ. 438	0.97s
	2	2 DC	34.8	63.5	--	0.09s
		1 AC	369.3	323.9	Inj.Pot.Reat.Barra 76	0.11s
	3	2 DC	34.8	61.5	--	0.09s
		2 AC	255.3	323.9	--	0.18s
TOTAL	3	10 DC				1.72s
		8.5 AC				

TABELA V.8 - Sumários de convergência dos testes utilizando o algoritmo IA

TESTE IS	SOLUÇÃO	ESTI-MAÇÃO	NÚMERO ITERAÇÕES	$J(\hat{x})$	J_{lim}	MEDIDA IDENTIFICADA	TEMPO C.P.U.	
1	DC	1	4	357.7	72.1	Pot.Reat. Conversor 21	0.23s	
		2	2	34.8	72.1	--	0.09s	
	AC	1	6.5	903.0	328.4	Flux.Pot.At. Circ. 438	1.04s	
		2	1	371.5	328.4	Inj.Pot.Reat.Barra 76	0.11s	
		3	2.5	251.4	328.4	--	0.22s	
	DC	1	2	43.8	72.1	--	0.09s	
	TOTAL	3 DC	8 DC					
		3 AC	10 AC				1.78s	
	2	DC	1	4	357.7	61.5	Pot. Reat.Conversor 21	0.23s
			2	2	34.8	61.5	--	0.09s
AC		1	5.5	820.8	323.9	Flux. Pot. At.Circ.438	0.97s	
		2	1	369.3	323.9	Inj.Pot. Reat.Barra 76	0.11s	
		3	2	255.3	323.9	--	0.18s	
TOTAL		2 DC	6 DC					
		3 AC	8.5 AC				1.58s	

TABELA V.9 - Sumários de Convergência dos testes utilizando o algoritmo IS

Para o processamento de erros grosseiros, foi necessário a realização de estimações adicionais. A detecção, identificação e recuperação do valor das medidas portadoras de erros grosseiros apresentaram bons resultados. As reestimações efetuadas após cada substituição de uma medida identificada pelo seu valor corrigido são mais rápidas do que a estimacão inicial, pelo fato de partirem de resultados obtidos anteriormente, sendo também aproveitadas as matrizes formadas na estimacão inicial.

Além destes, outros testes foram efetuados, tendo inclusive sido utilizadas outras configurações para o elo DC, tais como associações em paralelo de um ou ambos os polos. Qualitativamente, os resultados obtidos são semelhantes aos aqui apresentados.

CAPÍTULO VI

CONCLUSÕES

Com o emprego da transmissão de corrente contínua num sistema elétrico de potência, surge a necessidade da representação de um modelo de elo DC nos programas computacionais responsáveis pelo processamento das informações sobre o sistema. Neste trabalho são apresentadas técnicas para inclusão de elos DC em programas de estimação de estado. O modelo de elo DC empregado é versátil, permitindo a representação de configurações usualmente encontradas na prática, bem como de esquemas multiterminais, o que simplifica a representação de configurações assimétricas ou de paralelismo de elos mono ou bipolares.

É utilizado um método sequencial de solução, de modo que as novas rotinas DC podem ser acomodadas em programas AC previamente existentes sem que haja a necessidade de grandes alterações, sendo também proporcionada grande flexibilidade para a manutenção ou eventuais modificações no "software". Os algoritmos de solução AC e DC são independentes, podendo ser utilizado qualquer tipo de desacoplamento ativo/reactivo para a solução AC. A interação entre as soluções AC e DC é realizada no caso da presença de medidas localizadas na interconexão AC/DC.

Dois algoritmos de solução foram propostos; no algoritmo IA a solução é obtida por meio de iterações AC e DC alternadas, e no algoritmo IS a solução é obtida por meio de soluções AC e DC realizadas separadamente em sequência. Mostrou-se que, embora a utilização do algoritmo IA seja perfeitamente satisfatória em relação a sua confiabilidade, desempenho e precisão, a adoção do algoritmo IS é recomendável, pois, além de exibir as mesmas qualidades do algoritmo IA, em determinadas situações apresenta maior rapidez de convergência.

Os testes realizados mostram que a representação de elos DC não afeta o desempenho do programa, não ocorrendo degradação nos resultados da estimação de estado. O acréscimo na área de memória ocupada e no tempo de processamento corresponde aproximadamente ao aumento do número de variáveis de estado devido à inclusão dos elos DC. Uma vez que as dimensões dos sistemas AC excedem em muito as dimensões dos sistemas DC, a eficiência do programa não é prejudicada.

Não há restrições quanto à utilização das técnicas apresentadas tanto em programas voltados para aplicação em tempo real quanto em modo estudo.

Como assuntos para pesquisa futura na estimação de estado DC podem ser mencionados a implementação do método de restrições de igualdade para o processamento de pseudo-medidas, o processamento de outros tipos de medida DC, tais como potência na linha DC, introdução de passos de discretização para os taps dos transformadores dos conversores, algoritmos para a determinação da observabilidade de sistemas DC e tratamento independente de sistemas AC ilhados geograficamente ligados por elos DC na estimação de estado.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] KIMBARK, E. W. - Direct Current Transmission - Vol. 1,
Jonh Wiley and Sons, Inc., New York, 1971.
- [2] ALMEIDA, P. A. L. - Processamento de Erros Grosseiros em
Estimação de Estado de Sistemas de Energia Elétrica, Tese
de M.Sc., COPPE/UFRJ, Agosto/1979.
- [3] GARCIA, A. - Estimação Estática de Estado de Sistemas de
Potência, Tese de Ph.D., UNICAMP, Campinas, Fevereiro/81.
- [4] BROUSSOLLE, F. - State Estimation in Power Systems:
Detections Bad Data Through the Sparse Inverse Matrix
Method, IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-97,
pp. 678-682, May/June 1978.
- [5] GARCIA, A.; MONTICELLI, A.; ALMEIDA, P. A. L. - Fast
Decoupled State Estimation and Bad Data Processing, IEEE
Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-98, pp. 1645-1652,
Sept/Oct. 1979.
- [6] MONTICELLI, A.; GARCIA, A. - Reliable Bad Data Processing
for Real-Time State Estimation, IEEE Trans. Power App.
Syst., Vol. PAS-102, pp. 1126-1139, May 1983.
- [7] STOTT, B.; ALSAÇ, O. - Fast Decoupled Load Flow, IEEE
Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-93, pp. 859-867, May/June 1974.

- [8] ALLEMONG, J. J.; RADU, L.; SASSON, A. M. - A Fast and Reliable State Estimation Algorithm for AEP's New Control Center, IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-101, pp. 933-944, April 1982.
- [9] SZECHTMAN, M.; DRUMMOND, P.T.; STOTT, B.; BARROS, J.G.C. - Inclusão da Representação de Interconexões de Corrente Contínua em Programas de Fluxo de Carga para Planejamento de Sistemas, IV SNPTEE, Rio de Janeiro, Setembro 1977.
- [10] REEVE, J. - Multiterminal HVDC Power Systems, IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-99, pp. 729-737, March/April 1980.
- [11] FUDEH, H.; ONG, C.M. - A Simple and Efficient AC-DC Load Flow Method for Multi-Terminal DC Systems, IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-100, pp. 4389-4396, Nov. 1981.
- [12] SIRISENA, H.R.; BROWN, E.P.M. - Inclusion of HVDC Links in AC Power System State Estimation, IEE Proc. C, Vol. 128, no. 3, pp. 147-153, May 1981.
- [13] GLOVER, J.D.; SHEIKDOESLAMI, M. - State Estimation of Interconnected HVDC/AC Systems, IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-102, pp. 1805-1810, June 1983.

- [14] ASCHMONEIT, F.C.; PETERSON, N.M.; ADRIAN, E.C. - State Estimation with Equality Constraints, Power Industry Computer Applications Conference, Vol. PICA-77, pp. 427-430, May 1977.
- [15] MACHADO, P.A.; THOMÉ, L.M. - Aplicações para Análise de Redes Elétricas em Centros de Controle, Artigo 4-09, IV SILACC, Maio de 1984, Rio de Janeiro, Brasil.
- [16] MADZAREVIC, V.; PEIXOTO, C.A.O.; HAGLOEF, L. - General Description and Principal Characteristics of the Itaipu HVDC Transmission System, Paper 1-1, International Symposium on HVDC Technology - "Sharing the Brazilian Experience", March, 1983, Rio de Janeiro, Brasil.
- [17] PIERANTI FILHO, O.; FRONTIN, S.; CARLSSON, L. - Main Circuit Design and Characteristics of the Itaipu HVDC Converter Stations, Paper 2-1, International Symposium on HVDC Technology - "Sharing the Brazilian Experience", March 1983, Rio de Janeiro, Brasil.

APÊNDICE A

EXPRESSÕES PARA OS MODELOS DAS MEDIDAS AC

Neste apêndice são apresentados os modelos matemáticos das medidas realizadas nos sistemas AC e suas derivadas em relação às variáveis de estado, segundo as simplificações realizadas no método desacoplado no modelo para o cálculo das matrizes Jacobiana e Ganho.

Os tipos de medidas consideradas são:

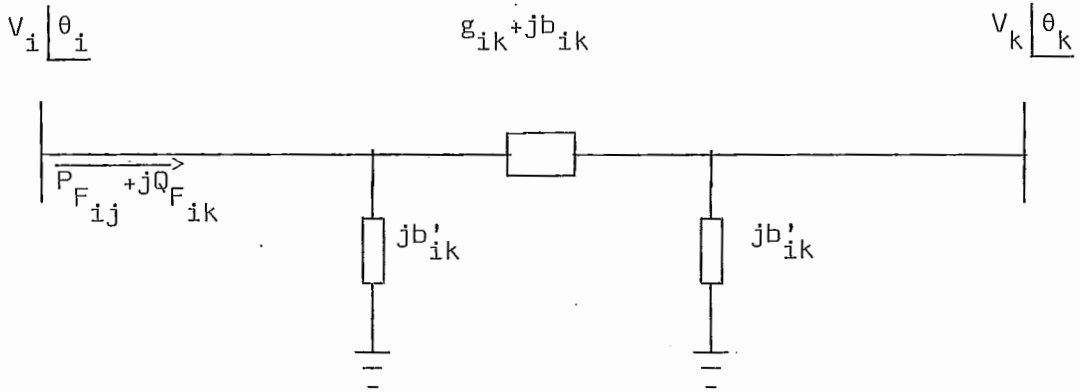
- \underline{P}_F - Fluxo de potência ativa em linha/transformador
- \underline{Q}_F - Fluxo de potência reativa em linha/transformador
- \underline{P} - Injeção de potência ativa em barra
- \underline{Q} - Injeção de potência reativa em barra
- \underline{V} - Módulo de tensão de barra

As variáveis de estado são:

- $\underline{\theta}$ - Parte Ativa: Ângulos das tensões complexas das barras
- \underline{V} - Parte Reativa: Módulos das tensões complexas das barras

Podem ainda ser consideradas medidas de tap, potência reativa em capacitores/reatores, etc., e taps como variáveis de estado. No entanto, estes casos não serão aqui examinados.

A representação das linhas é dada pelo seguinte modelo π -equivalente:

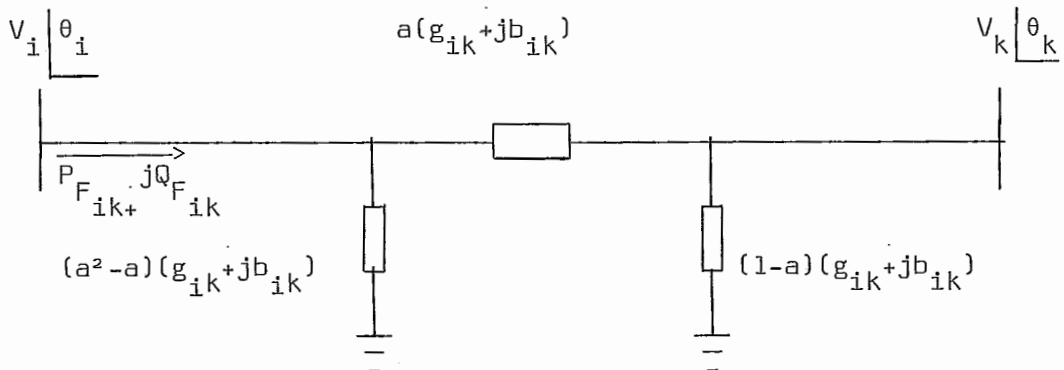


Os fluxos de potência ativa e reativa são dados respectivamente por

$$P_{F_{ik}} = V_i^2 g_{ik} - V_i V_k [g_{ik} \cos(\theta_i - \theta_k) + b_{ik} \sin(\theta_i - \theta_k)] \quad (A.1)$$

$$Q_{F_{ik}} = -V_i^2 (b_{ik} - b'_{ik}) - V_i V_k [g_{ik} \sin(\theta_i - \theta_k) - b_{ik} \cos(\theta_i - \theta_k)] \quad (A-2)$$

A representação dos transformadores é igualmente dada por um modelo π -equivalente:



Os fluxos de potência ativa e reativa são dados respectivamente por:

$$P_{F_{ik}} = V_i^2 a^2 g_{ik} - V_i V_k [a g_{ik} \cos(\theta_i - \theta_k) + a b_{ik} \sin(\theta_i - \theta_k)] \quad (\text{A.3})$$

$$Q_{F_{ik}} = -V_i^2 a^2 b_{ik} - V_i V_k [a g_{ik} \sin(\theta_i - \theta_k) - a b_{ik} \cos(\theta_i - \theta_k)] \quad (\text{A.4})$$

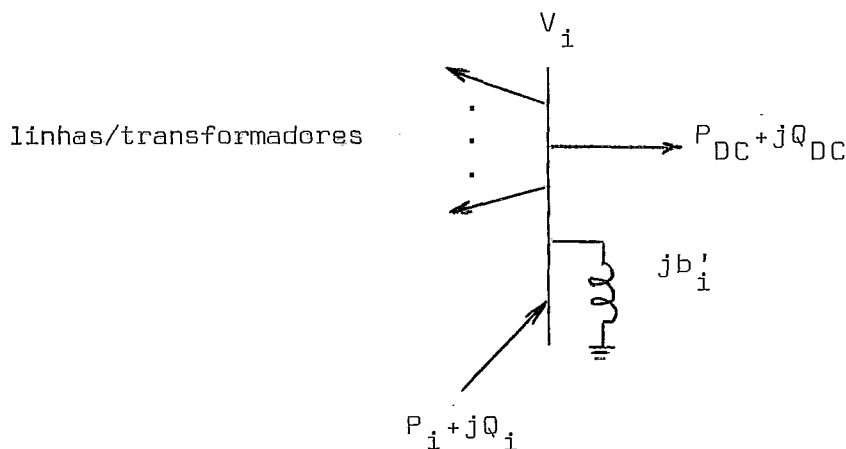
onde a é o tap do transformador, em p.u., segundo a relação de transformação 1:a.

Caso a relação de transformação seja a:1, o modelo π -equivalente tem suas expressões para os elementos "shunt" trocadas de lado, e os fluxos de potência são dados por:

$$P_{F_{ik}} = V_i^2 g_{ik} - V_i V_k [a g_{ik} \cos(\theta_i - \theta_k) + a b_{ik} \sin(\theta_i - \theta_k)] \quad (\text{A.5})$$

$$Q_{F_{ik}} = -V_i^2 b_{ik} - V_i V_k [a g_{ik} \sin(\theta_i - \theta_k) - a b_{ik} \cos(\theta_i - \theta_k)] \quad (\text{A.6})$$

Uma barra genérica do sistema é assim representada:



As injeções de potência ativa e reativa são dadas respectivamente por

$$P_i = \sum_{k \in \Omega_i} P_{F_{ik}} + P_{DC} \quad (A.3)$$

$$Q_i = \sum_{k \in \Omega_i} Q_{F_{ik}} - V_i^2 b'_i + Q_{DC} \quad (A.4)$$

onde Ω_i é o conjunto das barras ligadas à barra i e P_{DC} e Q_{DC} são as potências do elo DC, caso a barra i seja de interconexão.

Para o desacoplamento no modelo, as seguintes aproximações são realizadas na matriz Jacobiana:

- São desprezadas as derivadas das medidas das grandezas da parte ativa em relação às variáveis de estado da parte reativa e vice-versa;
- A matriz Jacobiana é mantida constante ao longo do processo de solução, sendo calculada considerando-se os módulos das tensões iguais a 1.0 p.u. e os ângulos iguais a 0^0 ;
- Com o objetivo de reduzir a não linearidade das expressões dos termos da matriz Jacobiana, é aplicada a seguinte transformação nas medidas de potência:

$$P'_{F_{ik}} = \frac{P_{F_{ik}}}{V_i} \quad (A.7a)$$

$$Q'_{F_{ik}} = \frac{Q_{F_{ik}}}{V_i} \quad (\text{A.7b})$$

$$P'_i = \frac{P_i}{V_i} \quad (\text{A.7c})$$

$$Q'_i = \frac{Q_i}{V_i} \quad (\text{A.7d})$$

Assim, as seguintes expressões são obtidas para as derivadas não nulas das medidas:

- Medidas de Fluxo

$$\frac{\partial P'_{F_{ik}}}{\partial \theta_i} = \begin{cases} -b_{ik} & (\text{linhas}) \\ -ab_{ik} & (\text{transformadores}) \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

$$\frac{\partial P'_{F_{ik}}}{\partial \theta_k} = \begin{cases} b_{ik} & (\text{linhas}) \\ ab_{ik} & (\text{transformadores}) \end{cases} \quad (\text{A.9})$$

$$\frac{\partial Q'_{F_{ik}}}{\partial V_i} = \begin{cases} -(b_{ik} + b'_{ik}) & (\text{linhas}) \\ -a^2 b_{ik} & (\text{transf. com tap } 1:a) \\ -b_{ik} & (\text{transf. com tap } a:1) \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

$$\frac{\partial Q'_{F_{ik}}}{\partial V_k} = \begin{cases} b_{ik} & (\text{linhas}) \\ ab_{ik} & (\text{transformadores}) \end{cases} \quad (\text{A.11})$$

- Medidas de Injeção

$$\frac{\partial P'_i}{\partial \theta_i} = \sum_{k \in \Omega_i} \frac{\partial P'_{ik}}{\partial \theta_i} \quad (\text{A.12})$$

$$\frac{\partial P'_i}{\partial \theta_k} = \frac{\partial P'_{ik}}{\partial \theta_k} \quad \text{para } k \in \Omega_i \quad (\text{A.13})$$

$$\frac{\partial Q'_{ik}}{\partial V_i} = \sum_{k \in \Omega_i} \frac{\partial Q'_{ik}}{\partial V_i} - b'_i \quad (\text{A.14})$$

$$\frac{\partial Q'_{ik}}{\partial V_k} = \frac{\partial Q_{ik}}{\partial V_k} \quad \text{para } k \in \Omega_i \quad (\text{A.15})$$

- Medidas de Tensão

$$\frac{\partial V_i}{\partial V_i} = 1 \quad (\text{A.16})$$

APÊNDICE B

EXPRESSÕES PARA OS MODELOS DAS MEDIDAS DC

Neste apêndice são apresentados os modelos matemáticos das medidas realizadas no sistema DC e suas derivadas em relação às variáveis de estado, conforme o modelo matemático de elos DC apresentado no capítulo II e a formulação da estimação de estado DC apresentada no capítulo IV.

Os tipos de medida considerados neste trabalho são:

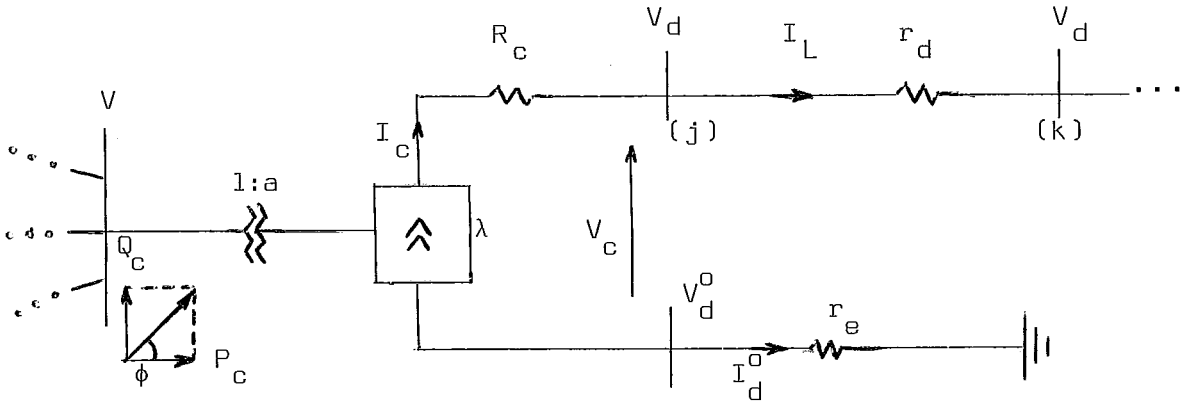
- \underline{I}_L - Corrente na linha de transmissão DC
- \underline{I}_e - Corrente através do eletrodo
- \underline{V}_d - Tensão do nó DC em relação à terra
- \underline{I}_c - Corrente através do conversor
- \underline{P}_c - Potência ativa do conversor
- \underline{Q}_c - Potência reativa do conversor
- $\underline{\lambda}$ - Ângulo de controle do conversor
- $\underline{1/a}$ - Tap de transformador do conversor

Além disso, são consideradas as pseudo-medidas $C^t \underline{I}_c - G_d \underline{V}_d = 0$.

As variáveis de estado são:

- \underline{V}_d - Tensões dos nós DC em relação à terra
- \underline{I}_c - Correntes através dos conversores
- $\underline{\phi}$ - Ângulos do fator de potência dos conversores

Um conversor, uma linha DC e um eletrodo são representados na figura abaixo:



As expressões para as medidas e suas derivadas não nulas são as seguintes:

- Corrente na Linha DC

$$I_L = (V_{d(j)} - V_{d(k)}) / r_d \quad (\text{B.1})$$

$$\frac{\partial I_L}{\partial V_{d(j)}} = \frac{1}{r_d} \quad (\text{B.2})$$

$$\frac{\partial I_L}{\partial V_{d(k)}} = - \frac{1}{r_d} \quad (\text{B.3})$$

- Corrente no Eletrodo

$$I_d^o = \frac{V_d^o}{r_e} \quad (\text{B.4})$$

$$\frac{\partial I_d^o}{\partial V_d^o} = \frac{1}{r_e} \quad (\text{B.5})$$

- Tensão no nó DC

É medida de variável de estado

$$\frac{\partial V_d}{\partial V_d} = 1 \quad (\text{B.6})$$

- Corrente no Conversor

É medida de variável de estado

$$\frac{\partial I_c}{\partial I_c} = 1 \quad (\text{B.7})$$

- Potência Ativa no Conversor

$$P_c = V_c I_c \quad (\text{B.8a})$$

De (II.50), vem que

$$P_c = (V_d - V_d^0) I_c \quad (\text{B.8b})$$

$$\frac{\partial P_c}{\partial V_d} = I_c \quad (\text{B.9})$$

$$\frac{\partial P_c}{\partial V_d^0} = -I_c \quad (\text{B.10})$$

$$\frac{\partial P_c}{\partial I_c} = V_c \quad (\text{B.11})$$

- Potência Reativa no Conversor

$$Q_c = P_c \tan\phi = (V_d - V_d^0) I_c \tan\phi \quad (\text{B.12})$$

$$\frac{\partial Q_c}{\partial V_d} = I_c \tan\phi \quad (\text{B.13})$$

$$\frac{\partial Q_c}{\partial V_d^0} = -I_c \tan\phi \quad (\text{B.14})$$

$$\frac{\partial Q_c}{\partial I_c} = V_c \tan\phi \quad (\text{B.15})$$

$$\frac{\partial Q_c}{\partial \phi} = P_c + Q_c \tan\phi \quad (\text{B.16})$$

- Ângulo de Controle do Conversor

É feita uma transformação na medida para que seja processado o seu cosseno.

$$\cos\lambda = \left(1 + \frac{R_c I_c}{V_c}\right) |\cos\phi| = \left(1 + \frac{R_c I_c}{(V_d - V_d^0)}\right) |\cos\phi| \quad (\text{B.17})$$

$$\frac{\partial \cos\lambda}{\partial V_d} = - \frac{R_c I_c |\cos\phi|}{V_c^2} \quad (\text{B.18})$$

$$\frac{\partial \cos \lambda}{\partial V_d^0} = \frac{R_c I_c |\cos \phi|}{V_c^2} \quad (\text{B.19})$$

$$\frac{\partial \cos \lambda}{\partial I_c} = \frac{R_c |\cos \phi|}{V_c} \quad (\text{B.20})$$

$$\frac{\partial \cos \lambda}{\partial \phi} = -\cos \lambda \tan \phi \quad (\text{B.21})$$

- Tap de Transformador do Conversor

$$\frac{1}{a} = \frac{KV |\cos \phi|}{V_c} = \frac{KV |\cos \phi|}{(V_d - V_d^0)} \quad (\text{B.22})$$

$$\frac{\partial (1/a)}{\partial V_d} = -\frac{1}{a V_c} \quad (\text{B.23})$$

$$\frac{\partial (1/a)}{\partial V_d^0} = \frac{1}{a V_c} \quad (\text{B.24})$$

$$\frac{\partial (1/a)}{\partial \phi} = -\frac{\tan \phi}{a} \quad (\text{B.25})$$

- Pseudo-Medidas

$$\underline{PM} = C^t \underline{I}_c - G_d \underline{V}_d = 0 \quad (\text{B.26})$$

$$\frac{\partial \underline{PM}}{\partial \underline{V}_d} = -G_d \quad (\text{B.27})$$

$$\frac{\partial \underline{PM}}{\partial \underline{I}_c} = C^t \quad (\text{B.28})$$