

Universidade Federal de Campina Grande – UFCG  
Departamento de Engenharia Elétrica  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPgEE

# **Filtros Ativos de Potência Universal Baseado em Topologias não Convencionais de Conversores Estáticos**

Phelipe Leal Serafim Rodrigues

Campina Grande, Brasil

11 de agosto de 2015

# **Filtros Ativos de Potência Universal Baseado em Topologias não Convencionais de Conversores Estáticos**

Phelipe Leal Serafim Rodrigues

Dissertação de Mestrado apresentada à Coordenação do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus I, como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Professor Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing.

Orientador

Fabiano Salvadori, D.Sc.

Orientador

Campina Grande, Brasil

11 de agosto de 2015

---

Phelipe Leal Serafim Rodrigues

Filtros Ativos de Potência Universal Baseado em Topologias não Convencionais de Conversores Estáticos/ Phelipe Leal Serafim Rodrigues. – Campina Grande, Brasil, 11 de agosto de 2015-

82 p. : il. ; 30 cm.

Orientador: Professor Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing.

Dissertação – Universidade Federal de Campina Grande – UFCG

Departamento de Engenharia Elétrica

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPgEE , 11 de agosto de 2015.

---

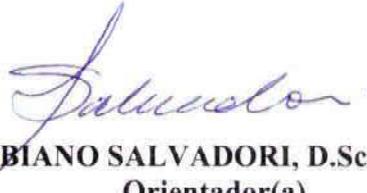
**"FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA UNIVERSAL BASEADO EM TOPOLOGIAS NÃO  
CONVENCIONAIS DE CONVERSORES ESTÁTICOS"**

**PHELIPE LEAL SERAFIM RODRIGUES**

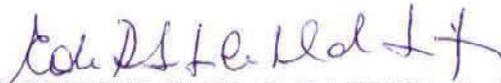
**DISSERTAÇÃO APROVADA EM 31/07/2015**



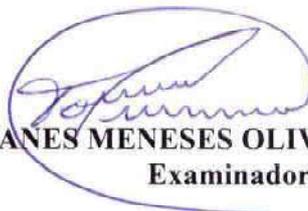
**CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG  
Orientador(a)**



**FABIANO SALVADORI, D.Sc., UFPB  
Orientador(a)**



**EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFCG  
Examinador(a)**



**TALVANES MENESES OLIVEIRA, D.Sc., UFCG  
Examinador(a)**

**CAMPINA GRANDE - PB**

*Este trabalho é dedicado a Deus, aos meus pais, minha irmã,  
orientadores e aos meus amigos.*

# Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus por todas as coisas boas que Ele tem me proporcionado, pela minha saúde e pelas oportunidades que me surgiram.

A meus pais Francisco de Assis e Lucy Mary, por serem os melhores pais que um filho pode ter. Proporcionaram-me tudo do melhor, educação, saúde, carinho, amor, acompanharam-me em minha trajetória de estudos e em todas as minhas conquistas, a cada minuto, com muita força, torcida e carinho. Se hoje sou Engenheiro Eletricista e estou me tornando Mestre em Engenharia Elétrica, devo tudo a eles.

À minha irmã Larissa Leal, por sua amizade, companheirismo e por saber que sempre posso contar com ela para tudo.

À teté (tia Zilda), que me acompanhou desde pequeno com muito carinho e amor, agradeço por ter participado de minha educação e por todas as palavras lindas e inspiradoras sobre Deus que me faziam ter força para continuar minha caminhada.

A todos os professores, coordenador e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica da UFCG. Ao meu orientador Cursino, que me acompanha a cinco anos em minhas atividades acadêmicas e de pesquisa, estando presente em cada momento de minha caminhada, transmitindo conhecimento e me oferecendo oportunidades para me tornar um profissional competente. Ao meu orientador Fabiano pelas contribuições feitas ao trabalho.

Aos amigos Eduardo, João, Louelson, Reuben, Revson, Nathan, André e Filipe pelos momentos de descontração e estudos compartilhados. Ao amigo Gregory, por toda ajuda oferecida no decorrer deste trabalho.

*"É possível encontrar a felicidade mesmo nas horas mais sombrias, se lembrar de  
acender a luz."  
(Alvo Dumbledore)*

# Resumo

Este trabalho apresenta cinco topologias de filtro ativo de potência universal para sistemas trifásicos com o objetivo de compensar distúrbios causados pelo uso de cargas não lineares, potência reativa, assim como perturbações na rede (afundamento/sobretensão e harmônicos). Os sistemas propostos são uma combinação de filtros ativos série e paralelo. Duas dessas topologias são filtros universais sem a utilização do transformador de isolamento em série, utilizando um (configuração I) e dois (configuração II) barramentos. Elas são adequadas para aplicações em que o tamanho é uma questão crítica, uma vez que o peso, tamanho e custo associado ao transformador são significativos. As outras duas topologias são compostas por três conversores trifásicos totalizando 9 braços: a primeira delas utiliza barramento com capacitor flutuante no filtro série (configuração III) e a segunda (configuração IV) utiliza uma combinação de dois filtros série (do lado da rede) e um filtro paralelo. O sistema completo de controle, incluindo as estratégias PWM, serão desenvolvidas e comparações entre os filtros propostos e o filtro ativo de potência convencional serão feitas. A simulação e os resultados experimentais serão apresentados para validar as abordagens teóricas.

**Palavras-chave:** Filtro Ativo de Potência, Filtro Ativo de Potência Universal, Capacitor Flutuante, PWM, LSPWM , Controle.

# Abstract

This work has five universal active power filter topologies for three-phase systems in order to compensate for disturbances caused by the use of non-linear loads, reactive power, as well as disruption of the network (sag/swell and harmonics). The proposed systems are a combination of series and shunt active filters. Two of these topologies are universal filters without the series isolation transformer, using one (configuration I) and two (configuration II) dc-links, they are suitable for applications where size is a critical issue, since the weight, size and cost associated with the transformer are significant. The other two topologies are composed of three-phase inverters (9 legs), the first uses floating capacitor on the dc-link in series filter (configuration III), the second (configuration IV) uses a series combination of two filters (on the grid side) and a shunt filter. The complete system control, including PWM strategies will be developed and comparisons between the proposed and conventional universal active power filters were performed. The simulation and experimental results were presented to validate the theoretical approaches.

**Key-words:** Active Power Filter, Universal Active Power Filter, Floating Capacitor, PWM, LSPWM, Control.

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Esquema ilustrativo do filtro ativo de potência. (a) Série. (b) Paralelo. (c) Universal. . . . .	2
Figura 2 – Filtro ativo de potência universal trifásico convencional. . . . .	4
Figura 3 – Esquema ilustrativo do filtro ativo de potência universal - Configuração I.	5
Figura 4 – Esquema ilustrativo do filtro ativo de potência universal - Configuração II. . . . .	5
Figura 5 – Esquema ilustrativo do filtro ativo de potência universal - Configuração III. . . . .	5
Figura 6 – Esquema ilustrativo do filtro ativo de potência universal - Configuração IV. . . . .	6
Figura 7 – FAP universal trifásico - Configuração I. . . . .	9
Figura 8 – Modelo do sistema para análise em regime permanente do FAP universal trifásico - Configuração I. . . . .	10
Figura 9 – Modelo monofásico do sistema para análise em regime permanente do FAP universal - Configuração I. . . . .	10
Figura 10 – Comportamento do sistema variando-se a tensão $E_g$ . (a) Tensão série $V_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . (b) Corrente série $I_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . (c) Tensão paralela $V_h$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . (d) Corrente paralela $I_h$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . . . . .	13
Figura 11 – Comportamento do sistema variando-se o fator de potência na carga $f_{pl}$ . (a) Tensão série $V_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . (b) Corrente série $I_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . (c) Tensão paralela $V_h$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . (d) Corrente paralela $I_h$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . . . . .	14
Figura 12 – Comportamento do sistema variando-se a potência aparente na carga $S_l$ . (a) Tensão série $V_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . (b) Corrente série $I_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . (c) Tensão paralela $V_h$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . (d) Corrente paralela $I_h$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . . . . .	15
Figura 13 – Modelo do sistema para análise das equações no domínio do tempo do FAP universal trifásico - Configuração I. . . . .	16

Figura 14 – Diagrama de blocos de controle para o FAP universal trifásico - configuração I. . . . .	22
Figura 15 – FAP universal trifásico - Configuração II. . . . .	23
Figura 16 – Modelo do sistema para análise em regime permanente do FAP universal trifásico - Configuração II. . . . .	24
Figura 17 – Modelo monofásico do sistema para análise em regime permanente do FAP universal - Configuração II. . . . .	24
Figura 18 – Diagrama fasorial para o FAP universal - Configuração II. (a) Para $E_g < 1,0 pu$ . (b) Para $E_g > 1,0 pu$ . . . . .	25
Figura 19 – Tensão série ( $V_s$ ) em função da variação da tensão na rede ( $E_g$ ) para o FAP universal - Configuração II. . . . .	26
Figura 20 – Modelo do sistema para análise das equações no domínio do tempo do FAP universal trifásico - Configuração II. . . . .	26
Figura 21 – Diagrama de blocos de controle para o FAP universal trifásico - Configuração II. . . . .	30
Figura 22 – FAP universal trifásico - Configuração III. . . . .	33
Figura 23 – Modelo do sistema para análise em regime permanente do FAP universal trifásico - Configuração III. . . . .	34
Figura 24 – Modelo monofásico do sistema para análise em regime permanente do FAP universal - Configuração III. . . . .	34
Figura 25 – Comportamento do sistema variando-se a tensão $E_g$ . (a) Tensão série $V_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . (b) Corrente série $I_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . (c) Corrente paralela $I_h$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . . . . .	37
Figura 26 – Comportamento do sistema variando-se a relação de espiras do transformador $N_s$ . (a) Tensão série $V_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ para $N_s > 1$ . (b) Tensão série $V_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ para $N_s < 1$ . (c) Corrente série $I_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ para $N_s > 1$ . (d) Corrente série $I_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ para $N_s < 1$ . . . . .	38
Figura 27 – Comportamento do sistema variando-se a relação de espiras do transformador $N_s$ . (c) Corrente série $I_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ para $N_s > 1$ . (d) Corrente série $I_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ para $N_s < 1$ . . . . .	39

Figura 28 – Comportamento do sistema variando-se o fator de potência na carga $f_{pl}$ . (a) Tensão série $V_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . (b) Corrente série $I_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . (c) Corrente paralela $I_h$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . . . . .	40
Figura 29 – Comportamento do sistema variando-se a potência aparente na carga $S_l$ . (a) Tensão série $V_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . (b) Corrente série $I_s$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_{v_l}$ . (c) Corrente paralela $I_h$ em função do ângulo da tensão na carga $\theta_l$ . . . . .	41
Figura 30 – Modelo do sistema para análise das equações no domínio do tempo do FAP universal - Configuração III. . . . .	42
Figura 31 – Níveis de tensão para a tensão série $v_{sk}$ no FAP universal - Configuração III. . . . .	44
Figura 32 – Técnica de chaveamento do LSPWM para a configuração III - Portadoras $v_{\Delta s1}$ , $v_{\Delta s2}$ , $v_{\Delta s3}$ , $v_{\Delta s4}$ e $v_{\Delta s5}$ . (a) Para $v_{cn}^* \leq v_{sk}^* \leq v_{cm}^*$ . (b) Para $-v_{cn}^* \leq v_{sk}^* \leq v_{cn}^*$ . (c) Para $-v_{cm}^* \leq v_{sk}^* \leq -v_{cn}^*$ . (d) Para $0 \leq v_{sk}^* \leq v_{cm}^*$ . (e) Para $-v_{cn}^* \leq v_{sk}^* \leq 0$ . . . . .	45
Figura 33 – Níveis de acordo com o estado de chaveamento $[q_{bk}, q_{ak}]$ , da configuração III para operação com potência nula em um barramento CC com $v_c = 2v_{cb}$ . Correntes $i_{gk}$ possuem o mesmo sinal que $v_{sk}$ . (a) Carregamento para $-v_{cm} \leq v_{sk} \leq v_{cm}$ . (b) Descarregamento para $0 \leq v_{sk} \leq v_{cm}$ e carregamento para $-v_{cn} \leq v_{sk} \leq 0$ . (c) Descarregamento para $-v_{cm} \leq v_{sk} \leq 0$ e carregamento para $0 \leq v_{sk} \leq v_{cn}$ . . . . .	48
Figura 34 – Diagrama de controle do FAP universal com capacitor flutuante. . . . .	48
Figura 35 – FAP universal trifásico - Configuração IV. . . . .	50
Figura 36 – Modelo do sistema para o FAP universal - Configuração IV. . . . .	51
Figura 37 – Diagrama de controle do FAP universal - Configuração IV. . . . .	53
Figura 38 – Comparação das perdas dos semicondutores entre o FAP universal convencional e as configurações I e II propostas. . . . .	57
Figura 39 – Comparação das perdas dos semicondutores entre os FAP universais operando com fonte de tensão CC auxiliar nos barramentos. . . . .	58
Figura 40 – Comparação das perdas dos semicondutores entre os FAP universais operando com controle de tensão dos capacitores nos barramentos. . . . .	58
Figura 41 – Resultados da simulação - Configuração I. (a) Tensão ( $v_{g1}$ ) e corrente ( $i_{g1}$ ) na rede. (b) Correntes ( $i_{g1}$ , $i_{h1}$ e $i_{l1}$ ). (c) Tensão na carga ( $v_{l1}$ ). (d) Tensão do capacitor no barramento. . . . .	63

Figura 42 – Resultados da simulação - Configuração II. (a) Tensões ( $v_{g1}$ , $v_{gh1}$ e $v_{gf1}$ ) na rede. (b) Tensão ( $v_{g1}$ ), e corrente ( $i_{g1}$ ) na rede. (c) Correntes no sistema ( $i_{g1}$ , $i_{h1}$ e $i_{l1}$ ). (d) Tensão ( $v_{g1}$ ) e tensão na carga ( $v_{l1}$ ). (e) Tensão no barramento do conversor série. (f) Tensão no barramento do conversor paralelo. . . . .	64
Figura 43 – Níveis de tensão para a tensão série $v_{s1}$ na configuração III operando com um fonte de tensão CC auxiliar que corresponde à mesma quantidade de níveis da configuração IV operando com $N_b = 2N_a$ . . . . .	65
Figura 44 – Resultados da simulação. Afundamento de tensão aplicado à rede e sua compensação pela configuração III operando com capacitor flutuante no barramento CC. (a) Tensões ( $e_{g1}$ , $v_{s1}$ e $v_{l1}$ ). (b) Correntes ( $i_{l1}$ , $i_{h1}$ e $i_{g1}$ ). (c) Tensão ( $e_{g1}$ ) e corrente ( $i_{g1}$ ) na rede. (d) Tensões nos barramentos ( $v_c$ e $v_{cb}$ ). . . . .	66
Figura 45 – Resultados da simulação. Sobretensão aplicada à rede e sua compensação pela configuração III operando com capacitor flutuante no barramento CC. (a) Tensões ( $e_{g1}$ , $v_{s1}$ e $v_{l1}$ ). (b) Correntes ( $i_{l1}$ , $i_{h1}$ e $i_{g1}$ ). (c) Tensão ( $e_{g1}$ ) e correntes ( $i_{g1}$ ) na rede. (d) Tensões nos barramentos ( $v_c$ e $v_{cb}$ ). . . . .	67
Figura 46 – Resultados da simulação. Afundamento de tensão aplicado à rede e sua compensação feita pela configuração IV. (a) Tensões ( $e_{g1}$ , $v_{s1}$ e $v_{l1}$ ). (b) Correntes ( $i_{l1}$ , $i_{h1}$ e $i_{g1}$ ). (c) Tensão ( $e_{g1}$ ) e correntes ( $i_{g1}$ ) na rede. (d) Tensão no barramento ( $v_c$ ). . . . .	68
Figura 47 – Resultados da simulação. Sobretensão aplicada à rede e sua compensação feita pela configuração IV. (a) Tensões ( $e_{g1}$ , $v_{s1}$ e $v_{l1}$ ). (b) Correntes ( $i_{l1}$ , $i_{h1}$ e $i_{g1}$ ). (c) Tensão ( $e_{g1}$ ) e corrente ( $i_{g1}$ ) na rede. (d) Tensão no barramento ( $v_c$ ). . . . .	69
Figura 48 – Resultados experimentais - Configuração I. (a) Tensão na rede ( $e_{g1}$ ) e corrente ( $i_{g1}$ ). (b) Tensão no barramento CC ( $v_c$ ). (c) Correntes ( $i_{g1}$ , $i_{l1}$ e $i_{h1}$ ). (d) Tensões ( $v_{l1}$ , $v_{s1}$ e $e_{g1}$ ). . . . .	72
Figura 49 – Resultados experimentais - Configuração II. (d) Tensões ( $v_{l1}$ , $v_{s1}$ e $e_{g1}$ ). (c) Correntes ( $i_{g1}$ , $i_{l1}$ e $i_{h1}$ ). (c) Tensões nos barramentos ( $v_{ch}$ e $v_{cs}$ ) para a configuração II. . . . .	73

Figura 50 – Resultados experimentais durante um afundamento de tensão na rede para a configuração III operando com capacitor flutuante no barramento. (a) Tensões ( $e_{g1}$ ,  $v_{s1}$  e  $v_{l1}$ ). (b) Correntes ( $i_{l1}$ ,  $i_{h1}$  e  $i_{g1}$ ). (c) Tensão ( $e_{g1}$ ) e corrente ( $i_{g1}$ ) na rede. (d) Tensões no barramento ( $v_c$  e  $v_{cb}$ ). . . . . 74

Figura 51 – Resultados experimentais durante um afundamento de tensão na rede para a configuração IV. (a) Tensões ( $e_{g1}$ ,  $v_{s1}$  e  $v_{l1}$ ). (b) Correntes ( $i_{l1}$ ,  $i_{h1}$  e  $i_{g1}$ ). (c) Tensão ( $e_{g1}$ ) e corrente ( $i_{g1}$ ) na rede. (d) Tensão no barramento ( $v_c$ ). . . . . 75

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros utilizados na simulação em regime permanente para o FAP universal - configuração I. . . . .	12
Tabela 2 – Parâmetros utilizados na simulação em regime permanente para a configuração II. . . . .	24
Tabela 3 – Parâmetros utilizados na simulação em regime permanente para a configuração III. . . . .	36
Tabela 4 – Variáveis para a configuração IV como uma função da tensão de barramento CC ( $v_c$ ). . . . .	52
Tabela 5 – Distorção Harmônica Total. . . . .	55
Tabela 6 – Comparação das perdas dos semicondutores entre o FAP universal convencional e as configurações I e II propostas. . . . .	56
Tabela 7 – Comparação da THD e WTHD entre os FAP universais, operando com uma fonte de tensão CC auxiliar nos barramentos. . . . .	57
Tabela 8 – Comparação da THD e WTHD entre os FAP universais operando com controle de tensão nos capacitores dos barramentos. . . . .	57
Tabela 9 – Comparação das perdas dos semicondutores entre os FAP universais operando com fonte de tensão CC auxiliar nos barramentos. . . . .	59
Tabela 10 – Comparação das perdas dos semicondutores entre os FAP universais operando com controle de tensão dos capacitores nos barramentos. . . . .	59
Tabela 11 – Parâmetros de simulação para a configuração I. . . . .	61
Tabela 12 – Parâmetros de simulação para a configuração II. . . . .	61
Tabela 13 – Parâmetros de simulação para a configuração III. . . . .	62
Tabela 14 – Parâmetros de simulação para a configuração IV. . . . .	63
Tabela 15 – Parâmetros da montagem para a configuração I. . . . .	71
Tabela 16 – Parâmetros da montagem para a configuração II. . . . .	71
Tabela 17 – Parâmetros da montagem para a configuração III. . . . .	72
Tabela 18 – Parâmetros da montagem para a configuração IV. . . . .	73

# Lista de abreviaturas e siglas

CC	Corrente Contínua.
CSI	Inversor Fonte de Corrente ( <i>Current Source Inverter</i> ).
DSP	Processador Digital de Sinal ( <i>Digital Signal Processor</i> ).
FAP	Filtro Ativo de Potência.
LSPWM	Modulação por Largura de Pulso <i>Level-Shifted</i> ( <i>Level-Shifted Pulse Width Modulation</i> ).
PWM	Modulação por Largura de Pulso ( <i>Pulse Width Modulation</i> ).
THD	Distorção Harmônica Total ( <i>Total Harmonic Distortion</i> ).
UPS	Fonte de energia ininterrupta ( <i>Uninterruptible Power Supply</i> ).
VSI	Inversor Fonte de Tensão ( <i>Voltage Source Inverter</i> ).
WTHD	Distorção Harmônica Total Ponderada ( <i>Weighted Total Harmonic Distortion</i> ).

# Lista de símbolos

*	no sistema de controle, trata-se de uma variável de referência.
$A$	conversor série para as configurações III e IV.
$B$	conversor série para as configurações III (capacitor flutuante) e IV.
$\mathbf{E}_g$	fasor que representa a tensão na rede.
$E_g$	amplitude da tensão na rede.
$e_{gk}$	tensão na rede trifásica para $k = 1, 2, 3$ .
$f_{\Delta}$	frequência da portadora.
$G_a$	variável auxiliar para as funções de transferência.
$G_b$	variável auxiliar para as funções de transferência.
$G_c$	variável auxiliar para as funções de transferência.
$G_d$	variável auxiliar para as funções de transferência.
$G_g$	variável auxiliar para as funções de transferência.
$Gen - g$	bloco de controle que sincroniza a corrente com a tensão na rede.
$Gen - l$	bloco de controle que sincroniza a tensão na carga com a tensão na rede.
$H$	conversor paralelo.
$H_a$	variável auxiliar para as funções de transferência.
$H_b$	variável auxiliar para as funções de transferência.
$H_g$	variável auxiliar para as funções de transferência.
$\mathbf{I}_g$	fasor que representa a corrente na rede.
$I_g$	amplitude da corrente na rede.
$I_g^*$	referência da amplitude da corrente na rede.

$i_{gk}$	corrente na rede para $k = 1, 2, 3$ .
$i_{gk}^*$	corrente de referência na rede para $k = 1, 2, 3$ .
$\mathbf{I}_h$	fator que representa a corrente no conversor paralelo.
$I_h$	amplitude da corrente no conversor paralelo $H$ .
$i_{hk}$	corrente no conversor paralelo $H$ para $k = 1, 2, 3$ .
$\mathbf{I}_l$	fator que representa a corrente na carga.
$I_l$	amplitude da corrente na carga.
$i_{lk}$	corrente na carga para $k = 1, 2, 3$ .
$\mathbf{I}_s$	fator que representa a corrente no conversor série.
$j$	operador complexo.
$k$	índice que varia de $k = 1, 2, 3$ .
$l_g$	valor do indutor na linha e/ou da fonte.
$l_h$	valor do indutor do filtro no conversor paralelo $H$ .
$l_l$	valor do indutor na carga.
$m$	índice de modulação.
$N_s$	relação de espiras do transformador série para a configuração III.
$N_a$	relação de espiras do transformador no conversor série $A$ para a configuração IV.
$N_b$	relação de espiras do transformador no conversor série $B$ para a configuração IV.
$p$	derivada ( $d/dt$ ).
$P_a$	potência no conversor série $A$ para as configurações III e IV.
$P_b$	potência no conversor série $B$ para as configurações III e IV.
$P_{carga}$	potência na carga.
$P_h$	potência no conversor paralelo.

$P_s$	potência no conversor série para as configurações I e II.
$q_{ak}$	chaves de potência superiores do conversor série das configurações III e IV para $k = 1, 2, 3$ .
$\bar{q}_{ak}$	chaves de potência inferiores do conversor série das configurações III e IV para $k = 1, 2, 3$ .
$q_{bk}$	chaves de potência superiores do conversor série das configurações III e IV para $k = 1, 2, 3$ .
$\bar{q}_{bk}$	chaves de potência inferiores do conversor série das configurações III e IV para $k = 1, 2, 3$ .
$q_{hk}$	chaves de potência superiores do conversor paralelo para $k = 1, 2, 3$ .
$\bar{q}_{hk}$	chaves de potência inferiores do conversor paralelo para $k = 1, 2, 3$ .
$q_{sk}$	chaves de potência superiores do conversor série das configurações I e II para $k = 1, 2, 3$ .
$\bar{q}_{sk}$	chaves de potência inferiores do conversor série das configurações I e II para $k = 1, 2, 3$ .
$R_c$	bloco controlador da tensão no barramento das configurações I, III e IV.
$R_{cb}$	bloco controlador da tensão no barramento do capacitor flutuante na configuração III.
$R_{ch}$	bloco controlador da tensão no barramento do filtro paralelo na configuração II.
$R_{cs}$	bloco controlador da tensão no barramento do filtro série na configuração II.
$R_g$	bloco controlador responsável por definir a tensão de referência ( $v_{sk}^*$ ) nas configurações III e IV.
$R_h$	bloco controlador responsável por definir a tensão de referência ( $v_{hk}^*$ ) nas configurações I e II.

$R_l$	bloco controlador responsável por definir a tensão de referência ( $v_{sk}^*$ ) na configuração I e ( $v_{hk}^*$ ) na configuração III.
$\mathbf{V}_a$	fator que representa a tensão no conversor série $A$ para a configuração III.
$V_a$	amplitude da tensão no conversor série $A$ para a configuração III.
$v_{a0max}^*$	limite superior da tensão auxiliar de referência ( $v_{a0}^*$ ).
$v_{a0min}^*$	limite inferior da tensão auxiliar de referência ( $v_{a0}^*$ ).
$v_{ak}$	tensão no conversor série $A$ para a configuração III e tensão no lado secundário do transformador série $A$ para a configuração IV.
$v'_{ak}$	tensão no lado primário do transformador série $A$ para a configuração IV.
$\mathbf{V}_b$	fator que representa a tensão no conversor série $B$ para a configuração III.
$v_{ak0}$	tensão de pólo no conversor série $A$ para as configurações III e IV.
$v_{ak0}^*$	tensão de pólo de referência no conversor série $A$ para as configurações III e IV.
$v_{a0}$	tensão auxiliar da configuração IV (tensão entre os pontos $a$ e $0$ ).
$v_{a0}^*$	tensão auxiliar de referência para a configuração IV.
$V_b$	amplitude da tensão no conversor série $B$ para a configuração III.
$v_{b0max}^*$	limite superior da tensão auxiliar de referência ( $v_{b0}^*$ ).
$v_{b0min}^*$	limite inferior da tensão auxiliar de referência ( $v_{b0}^*$ ).
$v_{bk}$	tensão no conversor série $B$ para a configuração III e tensão no lado secundário do transformador série $B$ para a configuração IV.
$v'_{bk}$	tensão no lado primário do transformador série $B$ para a configuração IV.
$v_{bk0}$	tensão de pólo no conversor série $B$ para as configurações III e IV.
$v_{bk0b}$	tensão de pólo no conversor série $B$ para a configuração III.

$v_{bk0}^*$	tensão de pólo de referência no conversor série $B$ para a configuração IV.
$v_{bk0b}^*$	tensão de pólo de referência no conversor série $B$ para a configuração III.
$v_{b0}$	tensão auxiliar da configuração IV (tensão entre os pontos $b$ e $0$ ).
$v_{b0}^*$	tensão auxiliar de referência para a configuração IV.
$v_c$	tensão no barramento do FAP universal para as configurações I, III e IV.
$v_c^*$	tensão de referência no barramento do FAP universal para as configurações I, III e IV.
$v_{cb}$	tensão no barramento do conversor série $B$ para a configuração III.
$v_{cb}^*$	tensão de referência no barramento do conversor série $B$ para a configuração III.
$v_{ch}$	tensão no barramento do conversor paralelo para a configuração II.
$v_{ch}^*$	tensão de referência no barramento do conversor paralelo $H$ para a configuração II.
$v_{cm}$	soma das tensões dos barramentos da configuração III dividida por 2.
$v_{cn}$	diferença das tensões dos barramentos da configuração III dividida por 2.
$v_{cs}$	tensão no barramento do conversor série para a configuração II.
$v_{cs}^*$	tensão de referência no barramento do conversor série $S$ para a configuração II.
$V_g^*$	vetor de referência das tensões associadas à tensão auxiliar ( $v_{g0}^*$ ) para a configuração IV.
$v_{gk}$	tensão na rede trifásica para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{gk}^*$	tensão de referência na rede para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{gfk}$	tensão fundamental na rede trifásica para $k = 1, 2, 3$ .

$v_{ghk}$	harmônicos da tensão na rede trifásica para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{g0}$	tensão auxiliar da configuração IV (tensão entre os pontos $g$ e $0$ ).
$v_{g0}^*$	tensão auxiliar de referência para a configuração IV.
$v_{g0max}^*$	limite superior da tensão auxiliar de referência ( $v_{g0}^*$ ).
$v_{g0min}^*$	limite inferior da tensão auxiliar de referência ( $v_{g0}^*$ ).
$\mathbf{V}_h$	fator que representa a tensão no conversor paralelo $H$ .
$V_h$	amplitude da tensão no conversor paralelo $H$ .
$v_{hk}$	tensão no conversor paralelo $h$ .
$v_{hk}^*$	tensão de referência no conversor paralelo $H$ para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{hk0}$	tensão de pólo no conversor paralelo da configuração I para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{hk0h}$	tensão de pólo no conversor paralelo $H$ da configuração II para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{hk0}^*$	tensão de pólo de referência no conversor paralelo da configuração I para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{hk0h}^*$	tensão de pólo de referência no conversor paralelo da configuração II para $k = 1, 2, 3$ .
$\mathbf{V}_l$	fator que representa a tensão na carga.
$\mathbf{V}_h^*$	vetor de referência das tensões associadas a tensão auxiliar ( $v_{l0h}^*$ ) para a configuração II.
$V_l$	amplitude da tensão na carga.
$V_l^*$	amplitude da referência de tensão na carga.
$v_{lk}$	tensão na carga para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{lk}^*$	tensão de referência na carga para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{l0}$	tensão auxiliar das configurações I, III e IV (tensão entre os pontos $l$ e $0$ ).
$v_{l0h}$	tensão auxiliar da configuração II (tensão entre os pontos $l$ e $0_h$ ).

$v_{l0_s}$	tensão auxiliar da configuração II (tensão entre os pontos $l$ e $0_s$ ).
$v_{l0}^*$	tensão auxiliar de referência para as configurações I e IV.
$v_{l0_{max}}^*$	limite superior da tensão auxiliar de referência ( $v_{l0}^*$ ).
$v_{l0_{min}}^*$	limite inferior da tensão auxiliar de referência ( $v_{l0}^*$ ).
$v_{l0_h}^*$	tensão auxiliar de referência da configuração II.
$v_{l0_h_{max}}^*$	limite superior da tensão auxiliar de referência ( $v_{l0_h}^*$ ).
$v_{l0_h_{min}}^*$	limite inferior da tensão auxiliar de referência ( $v_{l0_h}^*$ ).
$v_{l0_s}^*$	tensão auxiliar de referência da configuração II.
$v_{l0_s_{max}}^*$	limite superior da tensão auxiliar de referência ( $v_{l0_s}^*$ ).
$v_{l0_s_{min}}^*$	limite inferior da tensão auxiliar de referência ( $v_{l0_s}^*$ ).
$\mathbf{V}_s$	fator que representa a tensão no conversor série para as configurações I e II e tensão no lado secundário do transformador para a configuração III.
$V_s$	amplitude da tensão no lado secundário do transformador para a configuração III.
$\mathbf{V}'_s$	fator que representa a tensão no lado primário do transformador para a configuração III.
$V'_s$	amplitude da tensão no lado primário do transformador para a configuração III.
$V_{sd}$	amplitude da componente $d$ da tensão no conversor série $S$ para as configurações I e II e da tensão no lado secundário do transformador para a configuração III.
$V_{sf}^*$	amplitude da tensão fundamental de referência no conversor série $S$ na configuração II.
$v_{sfk}^*$	tensão fundamental de referência do conversor série para a configuração II para $k = 1, 2, 3$ .

$v_{sk}$	tensão no conversor série $S$ para as configurações I e II e tensão no lado secundário do transformador série para a configuração III.
$v'_{sk}$	tensão no lado primário do transformador série para a configuração III.
$v_{sk}^*$	tensão de referência no conversor série $S$ para as configurações I e II para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{sk}^{*}$	tensão de referência para a configuração IV com $k = 1, 2, 3$ .
$v_{sk}^{*}$	tensões de referência fornecidas pelo controlador para a configuração IV com $k = 1, 2, 3$ .
$v_{sk0}$	tensão de pólo no conversor série $S$ da configuração I para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{sk0_s}$	tensão de pólo no conversor série $S$ da configuração II para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{sk0}^*$	tensão de pólo de referência no conversor série $S$ da configuração I para $k = 1, 2, 3$ .
$v_{sk0_s}^*$	tensão de pólo de referência no conversor série $S$ da configuração II para $k = 1, 2, 3$ .
$V_{sq}$	amplitude da componente $q$ da tensão no conversor série $S$ para as configurações I e II e da tensão no lado secundário do transformador para a configuração III.
$v_{0_b0}$	tensão auxiliar da configuração III (tensão entre os pontos $0_b$ e $0$ ).
$v_{0_b0}^*$	tensão auxiliar de referência da configuração III.
$v_{0_b0max}^*$	limite superior da tensão auxiliar de referência ( $v_{0_b0}^*$ ).
$v_{0_b0min}^*$	limite inferior da tensão auxiliar de referência ( $v_{0_b0}^*$ ).
$v_{\Delta}$	sinal triangular.
$v_{\Delta h}$	sinal triangular para o conversor paralelo da configuração II.
$v_{\Delta s}$	sinal triangular para o conversor série da configuração II.
$v_{\Delta s1}$	sinal triangular para o conversor série da configuração III.
$v_{\Delta s2}$	sinal triangular para o conversor série da configuração III.

$v_{\Delta s3}$	sinal triangular para o conversor série da configuração III.
$v_{\Delta s4}$	sinal triangular para o conversor série da configuração III.
$v_{\Delta s5}$	sinal triangular para o conversor série da configuração III.
$r_g$	resistência interna na linha e/ou da fonte.
$r_h$	resistência do filtro no conversor paralelo $H$ .
$r_l$	resistência na carga.
$S$	conversor série para as configurações I e II.
$Syn_g$	bloco de controle que fornece o ângulo na rede.
$T_{\Delta}$	período da portadora.
$x_g$	reatância indutiva.
$x_h$	reatância indutiva do filtro no conversor paralelo $H$ .
$Z_l$	impedância na carga.
$\gamma$	parâmetro fornecido no controle da configuração III.
$\mu^*$	fator de distribuição da roda livre para as configurações I e II.
$\mu_h^*$	fator de distribuição da roda livre associado ao conversor paralelo para a configuração II.
$\mu_s^*$	fator de distribuição da roda livre associado ao conversor série para a configuração II.
$\mu_{s0gl}^*$	fator de distribuição da roda livre associado ao conversor série para a configuração IV.
$\mu_{0b0}^*$	fator de distribuição da roda livre associado ao conversor série para a configuração III.
$\theta_{e_g}$	ângulo da tensão na rede.
$\theta_{i_g}$	ângulo da corrente na rede (ângulo entre $I_g$ e $E_g$ ).
$\theta_{i_h}$	ângulo da corrente no conversor paralelo $H$ (ângulo entre $I_h$ e $E_g$ ).

$\theta_{i_l}$	ângulo da corrente na carga (ângulo entre $I_l$ e $E_g$ ).
$\theta_{i_s}$	ângulo da corrente no conversor série (ângulo entre $I_s$ e $E_g$ ).
$\theta_{v_a}$	ângulo da tensão no conversor série $A$ para o configuração III (ângulo entre $V_a$ e $E_g$ ).
$\theta_{v_b}$	ângulo da tensão no conversor série $B$ na configuração III (ângulo entre $V_b$ e $E_g$ ).
$\theta_{v_h}$	ângulo da tensão no conversor paralelo $H$ (ângulo entre $V_h$ e $E_g$ ).
$\theta_{v_l}$	ângulo da tensão na carga (ângulo entre $V_l$ e $E_g$ ).
$\theta_{v_s}$	ângulo da tensão no transformador série $S$ (ângulo entre $V_s$ e $E_g$ ).
$\theta_{z_l}$	ângulo entre a tensão e corrente na carga (ângulo entre $V_l$ e $I_l$ ).

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO GERAL</b>	<b>1</b>
<b>1.1</b>	<b>Apresentação do Tema</b>	<b>1</b>
<b>1.2</b>	<b>Objetivos e Motivação</b>	<b>2</b>
<b>1.3</b>	<b>Revisão Bibliográfica</b>	<b>3</b>
<b>1.4</b>	<b>Contribuições do Trabalho</b>	<b>4</b>
<b>1.5</b>	<b>Organização do Trabalho</b>	<b>6</b>
<b>1.6</b>	<b>Publicações</b>	<b>7</b>
<b>2</b>	<b>FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA UNIVERSAL SEM TRANSFORMADORES DE ISOLAÇÃO EM SÉRIE COM UM E DOIS BARRAMENTOS CC</b>	<b>8</b>
<b>2.1</b>	<b>Introdução</b>	<b>8</b>
<b>2.2</b>	<b>FAP universal - Configuração I</b>	<b>8</b>
2.2.1	Análise em regime permanente - Configuração I	8
2.2.1.1	Comportamento do sistema variando-se a amplitude da tensão $E_g$	11
2.2.1.2	Comportamento do sistema variando-se a carga	12
2.2.2	Modelo do sistema do FAP universal - Configuração I	15
2.2.3	Estratégia de modulação por largura de pulso (PWM) - Configuração I	17
2.2.4	Sistema de controle - Configuração I	19
<b>2.3</b>	<b>FAP universal - Configuração II</b>	<b>21</b>
2.3.1	Análise em regime permanente - Configuração II	22
2.3.1.1	Comportamento do sistema variando-se a amplitude da tensão $E_g$	23
2.3.2	Modelo do sistema - Configuração II	25
2.3.3	Estratégia de modulação por largura de pulso (PWM) - Configuração II	27
2.3.4	Sistema de controle - Configuração II	30
<b>2.4</b>	<b>Conclusão</b>	<b>31</b>
<b>3</b>	<b>FILTRO ATIVO DE POTÊNCIA UNIVERSAL BASEADO EM CONVERSORES DE NOVE BRAÇOS</b>	<b>32</b>
<b>3.1</b>	<b>Introdução</b>	<b>32</b>
<b>3.2</b>	<b>FAP universal - Configuração III</b>	<b>32</b>
3.2.1	Análise em regime permanente - Configuração III	32

3.2.1.1	Comportamento do sistema variando-se a amplitude da tensão $E_g$ . . . . .	36
3.2.1.2	Comportamento do sistema variando-se a relação de espiras $N_s$ do transformador de isolação . . . . .	37
3.2.1.3	Comportamento do sistema variando-se a carga . . . . .	39
3.2.2	Modelo do sistema do FAP universal - Configuração III . . . . .	40
3.2.3	Estratégia de modulação por largura de pulso - PWM . . . . .	43
3.2.4	Sistema de controle - Configuração III . . . . .	46
<b>3.3</b>	<b>FAP universal - Configuração IV . . . . .</b>	<b>49</b>
3.3.1	Modelo do sistema do FAP universal - Configuração IV . . . . .	49
3.3.2	Estratégia de modulação por largura de pulso - PWM . . . . .	51
3.3.3	Sistema de controle . . . . .	52
<b>3.4</b>	<b>Conclusão . . . . .</b>	<b>53</b>
<b>4</b>	<b>ANÁLISE E COMPARAÇÃO DAS CONFIGURAÇÕES . . . . .</b>	<b>55</b>
<b>4.1</b>	<b>Configurações I e II . . . . .</b>	<b>55</b>
4.1.1	Distorção harmônica total . . . . .	55
4.1.2	Comparação das perdas do conversor de potência . . . . .	56
<b>4.2</b>	<b>Configurações III e IV . . . . .</b>	<b>56</b>
4.2.1	Distorção harmônica total . . . . .	56
4.2.2	Comparação das perdas do conversor de potência . . . . .	57
<b>4.3</b>	<b>Conclusão . . . . .</b>	<b>59</b>
<b>5</b>	<b>COMPORTAMENTO NO DOMÍNIO DO TEMPO . . . . .</b>	<b>61</b>
<b>5.1</b>	<b>Configurações I e II . . . . .</b>	<b>61</b>
5.1.1	Resultados da simulação . . . . .	61
<b>5.2</b>	<b>Configurações III e IV . . . . .</b>	<b>62</b>
5.2.1	Resultados da simulação . . . . .	62
<b>5.3</b>	<b>Conclusão . . . . .</b>	<b>65</b>
<b>6</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . . .</b>	<b>70</b>
<b>6.1</b>	<b>Configurações I e II . . . . .</b>	<b>70</b>
<b>6.2</b>	<b>Configuração III e IV . . . . .</b>	<b>71</b>
<b>6.3</b>	<b>Conclusão . . . . .</b>	<b>75</b>
<b>7</b>	<b>CONCLUSÕES . . . . .</b>	<b>77</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>79</b>

# 1 Introdução Geral

## 1.1 Apresentação do Tema

O aumento da poluição elétrica causa distúrbios nas formas de onda senoidais da tensão e da corrente em sistemas elétricos. Como consequência, aumentam as perdas de potência e alguns equipamentos elétricos passam a operar inadequadamente. A fim de melhorar a qualidade da energia em sistemas elétricos de potência, tais perturbações podem ser atenuadas filtrando as componentes harmônicas das tensões e correntes e/ou compensando a potência reativa no sistema. Os filtros passivos, compostos por indutores e capacitores, são frequentemente utilizados para atenuar distúrbios elétricos. Esta foi a primeira alternativa utilizada para compensar harmônicos no campo da engenharia elétrica [1]. O baixo custo e a simplicidade são características que fazem os filtros passivos ainda serem usados hoje em dia [1] e [2]. Por outro lado, esta prática pode dar origem à ressonância entre as impedâncias do sistema e os elementos passivos do filtro [3]. Além disso, a solução com filtros passivos possui um curto tempo de vida útil de operação, em comparação com soluções baseadas na eletrônica de potência.

Devido ao estrito requisito de qualidade de potência da carga (cargas sensíveis), a área de condicionamento de potência é um campo de pesquisa muito interessante em eletrônica de potência [4]. Em 1971, o conceito de compensação ativa [5], que era baseado na compensação de harmônicos por compensação do fluxo magnético no núcleo de um transformador foi adicionado. Em 1976, diferentes filtros de potência ativa baseados no inversor fonte de corrente (CSI) e no inversor fonte de tensão (VSI) com técnicas PWM foram propostos [6]. Os conceitos básicos do filtro ativo foram firmemente estabelecidos com a publicação do trabalho de Mohan [7].

Os filtros ativos de potência (FAP) são empregados com o objetivo de fazer com que um conversor enxergue uma carga como se fosse apenas uma resistência, ou ainda com que a carga enxergue a alimentação como uma fonte de tensão ideal. Os FAPs se subdividem em FAP série (ver Fig. 1(a)), FAP paralelo (ver Fig. 1(b)) e FAP universal (ver Fig. 1(c)).

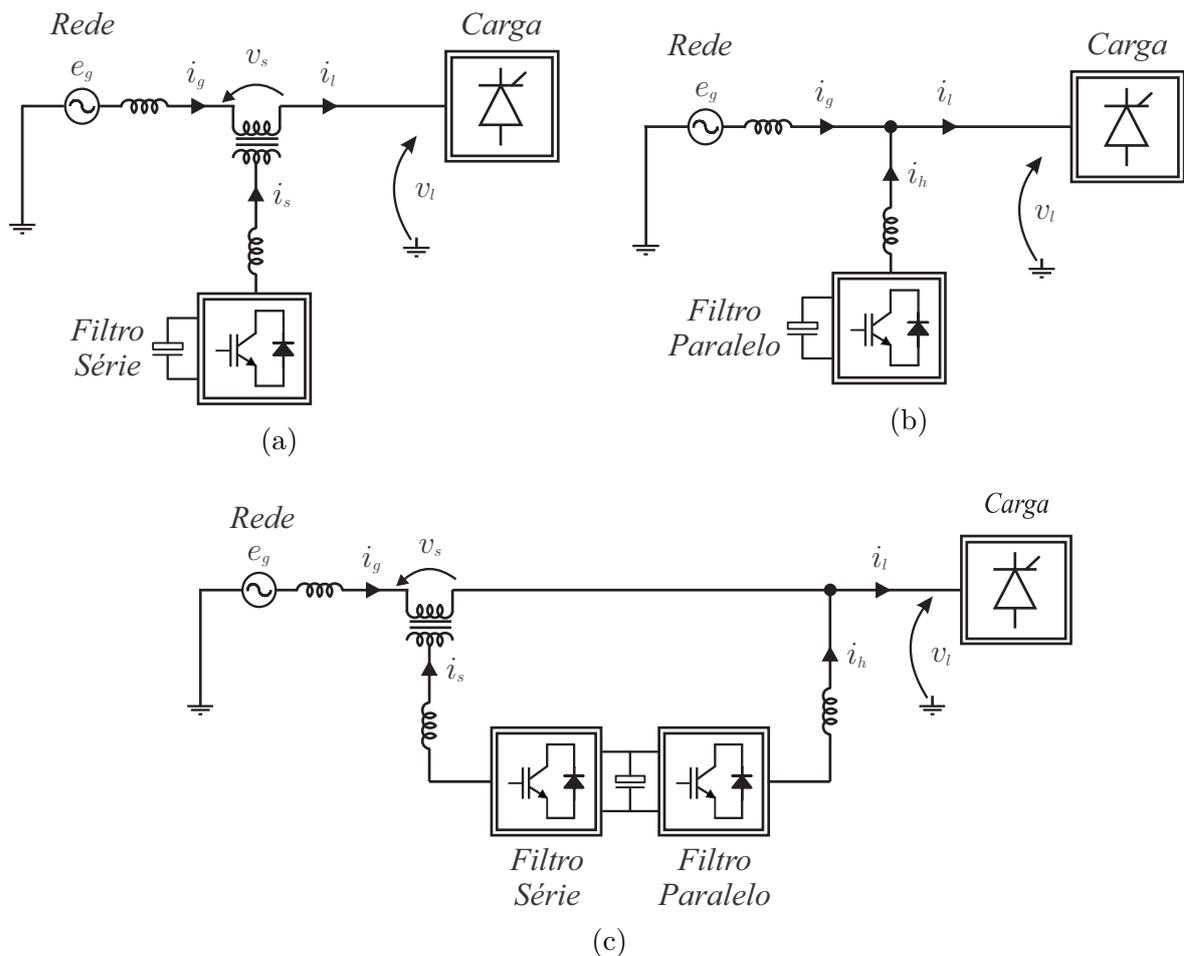


Figura 1 – Esquema ilustrativo do filtro ativo de potência. (a) Série. (b) Paralelo. (c) Universal.

## 1.2 Objetivos e Motivação

Esse trabalho tem como objetivo contribuir com o estudo de filtros ativos de potência universal baseado em topologias não convencionais de conversores estáticos. Este objetivo é motivado pela busca por alternativas que reduzam custos e tamanho dos FAPs universais, além de redução de perdas no sistema.

Nesse contexto, duas das topologias propostas operam sem a utilização dos transformadores de isolação série, reduzindo custos e tamanho associados aos transformadores de isolação. As outras topologias operam com três conversores trifásicos, onde o foco passa a ser a redução de perdas no sistema, uma vez que o acréscimo de mais um conversor trifásico possibilita novas estratégias de PWM e de controle.

## 1.3 Revisão Bibliográfica

A fim de proporcionar a compensação de potência reativa e harmônicos com mais confiabilidade, vários dispositivos tais como filtros de potência e filtros híbridos foram apresentados na literatura técnica [4, 8–21]. O filtro ativo em conexão série [22, 23] compensa tanto harmônicos como quedas de tensão no fornecimento de energia, enquanto que o filtro ativo conectado em paralelo [24–26] compensa a parcela reativa além dos harmônicos da corrente devido a cargas não-lineares, essa classe de filtros ativos é a mais utilizada na indústria, [27]. Dessa forma, o filtro ativo de potência universal (FAP universal) foi introduzido para combinar as características do filtro ativo de potência série e paralelo. Os FAP são constituídos pela combinação desses filtros e desenvolvidos para suprir simultaneamente os harmônicos da corrente, distúrbios na tensão e compensar a potência reativa.

Os FAPs universais têm obtido cada vez maior destaque e vários estudos, incluindo diferentes topologias, têm sido propostos. Em [28] e [29] é discutida a aplicação do filtro ativo de potência universal em um sistema monofásico. Em [8] foi proposta uma configuração de filtro ativo universal monofásico para trifásico em que o sistema consistia de uma alimentação monofásica e uma carga trifásica. Em [30] foi abordado o emprego de um controle que se adapta tanto para cargas com harmônicos de corrente quanto para cargas com harmônicos de tensão. Já em [31] é apresentado um estudo que utiliza uma abordagem multivariável para síntese e desenvolvimento de um controle desacoplado em um filtro ativo universal com o objetivo de melhorar a eficiência da compensação do filtro, uma vez que é dependente da estratégia de controle implementada.

Normalmente, o conversor série utiliza transformadores de isolamento. No entanto, peso, tamanho e custo associados ao transformador faz essa solução indesejável, principalmente para ambientes de escritório e residenciais. Em [32] foi discutida uma combinação de estruturas UPS (*Uninterruptible Power Supply*) aplicado a um FAP universal. Em [33] foi proposto um filtro ativo universal monofásico com três braços e sem a utilização do transformador encontrado no filtro monofásico convencional com quatro braços, além da vantagem da diminuição de um braço do filtro, reduziu-se o tamanho e o custo do projeto associados ao transformador. Em [34] são abordadas três topologias de filtro ativo universal monofásico com número reduzido de componentes, todas com conversores com dois braços e o transformador conectado ao filtro paralelo e não ao filtro série. Em [35] também é apresentado o estudo do filtro ativo universal para aplicações em sistemas monofásicos, sem a utilização de transformador.

## 1.4 Contribuições do Trabalho

A Fig. 2 ilustra um FAP universal convencional trifásico com rede isolada para aplicações a três fios utilizando transformadores trifásicos  $\Delta/Y$  em série. Baseado nessa característica, este trabalho propõe duas topologias de FAP universal para um sistema trifásico a três fios, onde a rede é considerada isolada. A configuração I utiliza um barramento CC (Fig. 3), enquanto a configuração II possui dois barramentos CC (Fig. 4).

Serão também propostas outras duas topologias, uma utilizando barramento com capacitor flutuante no filtro série (configuração III), outra utilizando uma combinação de dois filtros série e um filtro paralelo (configuração IV). A configuração III (Fig. 5) possui um barramento compartilhado entre um filtro série e paralelo, além de um barramento para o conversor que será ligado aos terminais do transformador juntamente com o filtro série. A configuração IV (Fig. 6) possui um único barramento compartilhado entre os três conversores. As diferentes técnicas de PWM e as estratégias de controle dos sistemas foram desenvolvidas. O comportamento do sistema no domínio do tempo bem como os resultados experimentais serão apresentados para validar as abordagens teóricas.

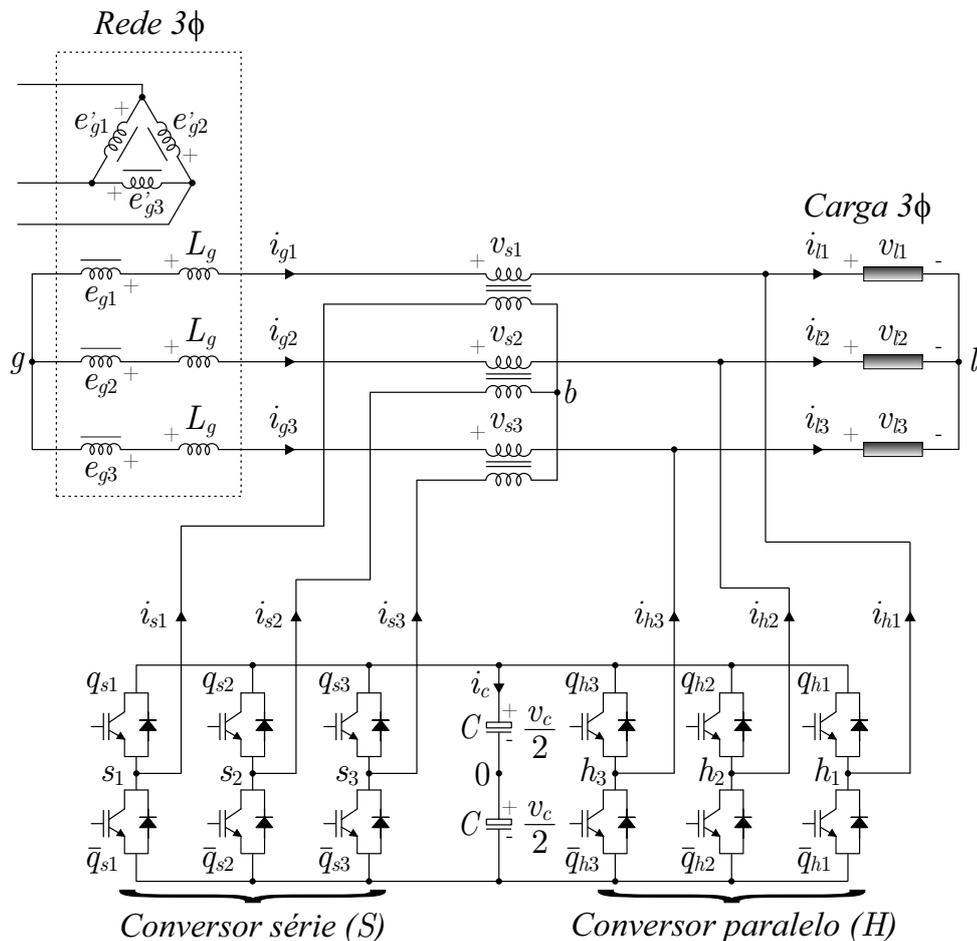


Figura 2 – Filtro ativo de potência universal trifásico convencional.

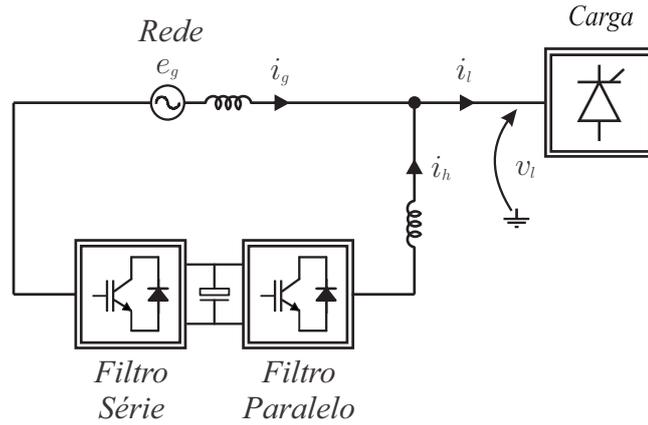


Figura 3 – Esquema ilustrativo do filtro ativo de potência universal - Configuração I.

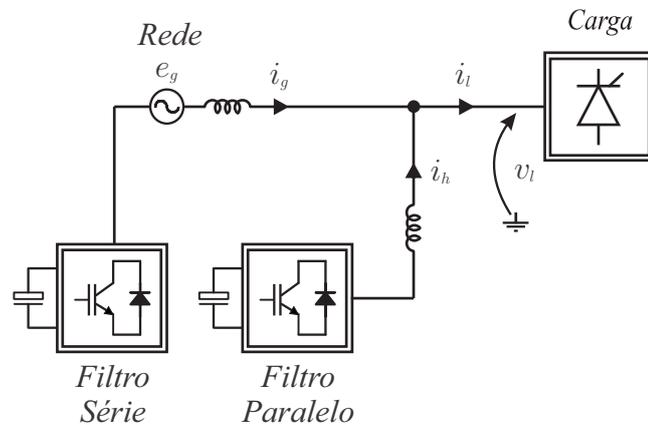


Figura 4 – Esquema ilustrativo do filtro ativo de potência universal - Configuração II.

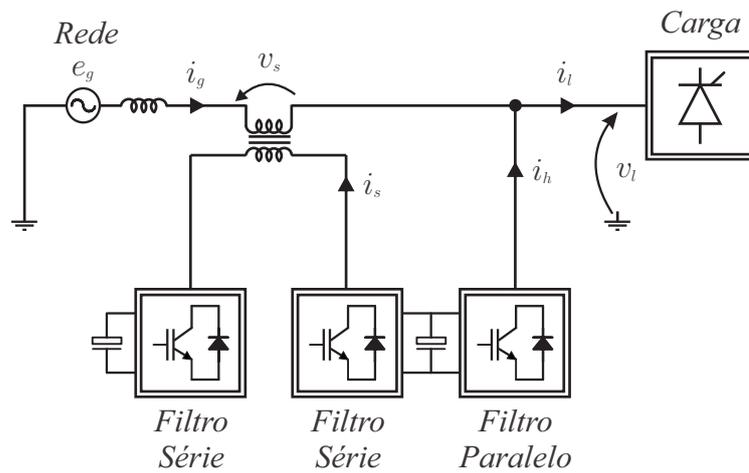


Figura 5 – Esquema ilustrativo do filtro ativo de potência universal - Configuração III.

Resumo das configurações apresentadas e discutidas nesse trabalho:

- **Configuração I:**

Consiste de um FAP universal conectado ao sistema sem a utilização dos transformadores de isolamento série. Possui dois conversores trifásicos totalizando seis braços

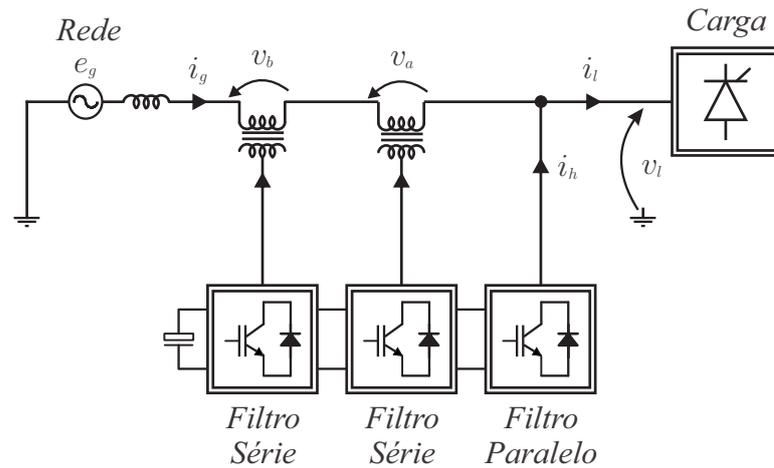


Figura 6 – Esquema ilustrativo do filtro ativo de potência universal - Configuração IV.

e ambos compartilham um mesmo barramento CC.

- **Configuração II:**

Consiste de um FAP universal também conectado ao sistema sem a utilização dos transformadores de isolamento série, possuindo dois conversores estáticos com barramentos CC separados.

- **Configuração III:**

Consiste de um FAP universal utilizando três conversores trifásicos totalizando nove braços, um dos conversores opera com um capacitor flutuante.

- **Configuração IV:**

Consiste de um FAP universal também utilizando três conversores trifásicos, em que todos os conversores compartilham um mesmo barramento CC. O filtro possui uma conexão série-série-paralelo.

## 1.5 Organização do Trabalho

Esse trabalho está organizado da seguinte forma:

- No Capítulo 2 são apresentadas as configurações I e II do FAP universal, com os modelos dos sistemas, uma análise em regime permanente, as estratégias de modulação por largura de pulso (PWM), além dos sistemas de controle.
- No Capítulo 3 são estudadas as configurações III e IV do FAP universal, juntamente com uma análise em regime permanente, os modelos das estruturas, as estratégias PWM e os sistemas de controle.

- No Capítulo 4 é feita a comparação de THD e perdas entre as configurações e o FAP universal convencional.
- No Capítulo 5 é discutido o comportamento no domínio do tempo através de simulações para todas as configurações.
- No Capítulo 6 são apresentados e discutidos os resultados experimentais para todas as configurações apresentadas, validando as diferentes estratégias de controle e PWM.
- No Capítulo 7 são apresentadas as conclusões e os trabalhos futuros.

## 1.6 Publicações

Durante o desenvolvimento do trabalho, foram publicados dois artigos em congressos internacionais.

As configurações I e II que dispensam a utilização dos transformadores de isolamento série, foram abordadas no artigo publicado para o *IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE 2014)*, [15].

As configurações III e IV que utilizam três conversores trifásicos, totalizando 9 braços, foram discutidos no artigo aceito para *IEEE Energy Conversion Congress & Exposition (ECCE 2015)*, que será realizado em setembro de 2015.

## 2 Filtro Ativo de Potência Universal sem Transformadores de Isolação em Série com Um e Dois Barramentos CC

### 2.1 Introdução

Nesse capítulo serão discutidas duas configurações (I e II) para o FAP universal sem a utilização de transformadores de isolação em série para um sistema trifásico a três fios com a rede isolada. Na primeira topologia os filtros série e paralelo compartilham de um mesmo barramento CC, enquanto na segunda topologia os barramentos são separados.

### 2.2 FAP universal - Configuração I

A configuração I do FAP universal pode ser vista na Fig. 7. Ela consiste de um conversor série ( $S$ ) e um conversor paralelo ( $H$ ) compartilhando um mesmo barramento CC. Considerando o sistema contendo uma rede isolada, o uso do transformador torna-se dispensável ao se realizar a conexão do conversor série como visto na Fig. 7.

#### 2.2.1 Análise em regime permanente - Configuração I

O modelo do sistema na Fig. 8, consiste em uma rede que gera as tensões  $\mathbf{E}_{gk}$ , uma carga  $Z_l$  e um FAP universal (combinação de um conversor série e um paralelo). Nessa configuração, o conversor série é conectado a um dos terminais da rede isolada sem a necessidade do uso de um transformador de isolação.

Para uma análise em regime permanente de forma mais simples, é necessária apenas uma das fases para expor as características em regime permanente do sistema como pode ser visto na Fig. 9. Para essa configuração, o modelo é representado pelas equações (2.1)-(2.3).

$$\mathbf{V}_s + \mathbf{E}_g - (r_g + jx_g)\mathbf{I}_g - \mathbf{V}_l = 0, \quad (2.1)$$

$$\mathbf{V}_h - (r_h + jx_h)\mathbf{I}_h - \mathbf{V}_l = 0, \quad (2.2)$$

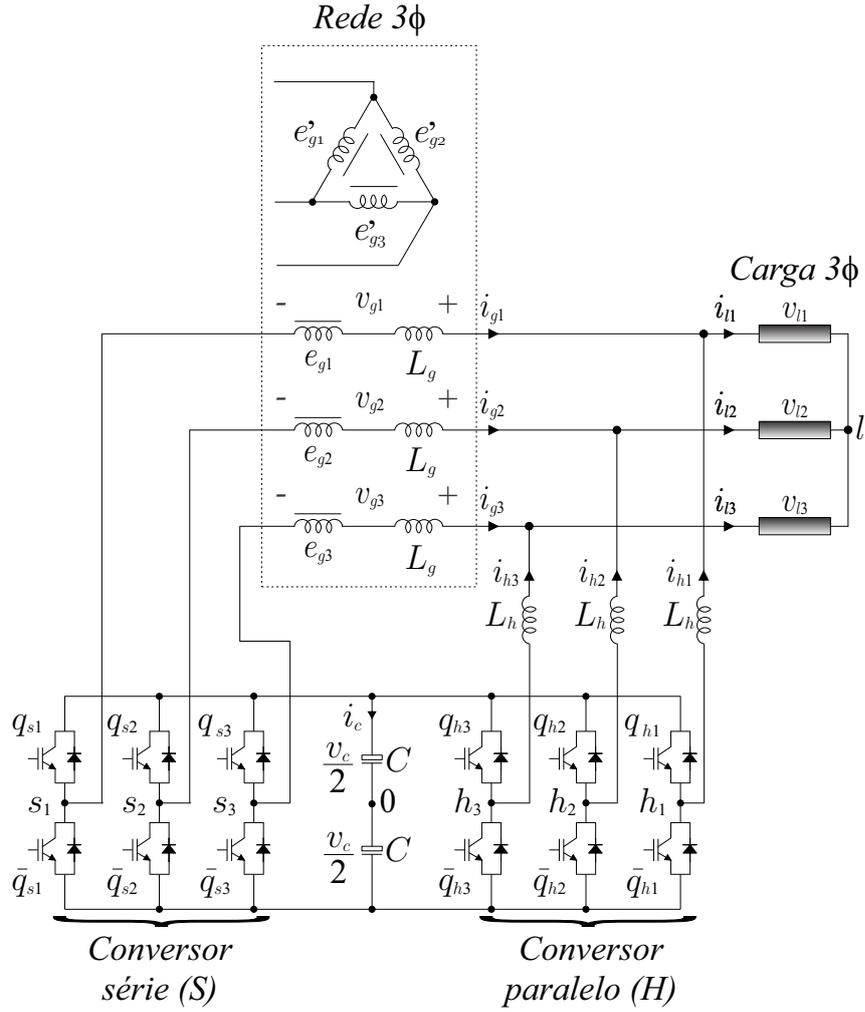


Figura 7 – FAP universal trifásico - Configuração I.

$$\mathbf{I}_g + \mathbf{I}_h - \mathbf{I}_l = 0, \quad (2.3)$$

em que:

$$\mathbf{E}_g = E_g(\cos(\theta_{e_g}) + j\text{sen}(\theta_{e_g})); \quad (2.4)$$

$$\mathbf{V}_l = V_l(\cos(\theta_{v_l}) + j\text{sen}(\theta_{v_l})); \quad (2.5)$$

$$\mathbf{V}_h = V_h(\cos(\theta_{v_h}) + j\text{sen}(\theta_{v_h})); \quad (2.6)$$

$$\mathbf{V}_s = V_s(\cos(\theta_{v_s}) + j\text{sen}(\theta_{v_s})); \quad (2.7)$$

$$\mathbf{I}_g = I_g(\cos(\theta_{i_g}) + j\text{sen}(\theta_{i_g})); \quad (2.8)$$

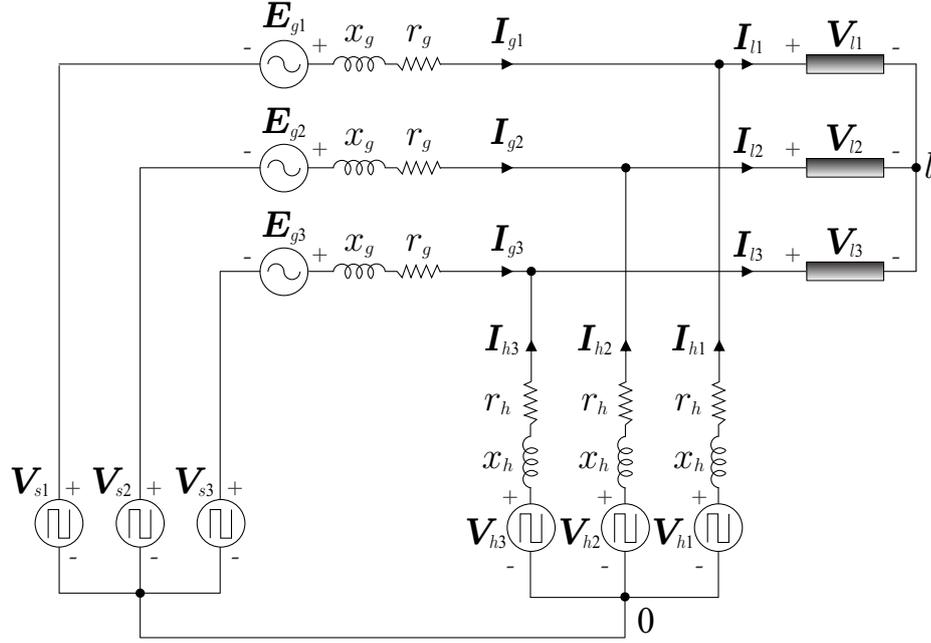


Figura 8 – Modelo do sistema para análise em regime permanente do FAP universal trifásico - Configuração I.

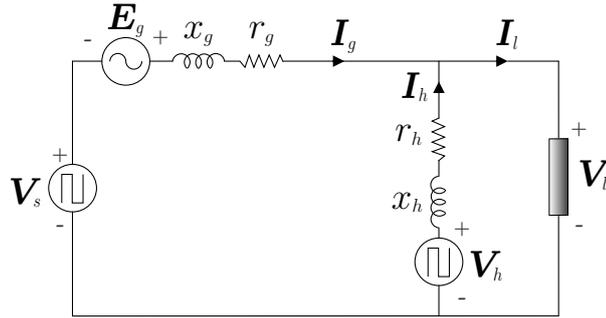


Figura 9 – Modelo monofásico do sistema para análise em regime permanente do FAP universal - Configuração I.

$$\mathbf{I}_s = I_s(\cos(\theta_{i_s}) + j\text{sen}(\theta_{i_s})); \quad (2.9)$$

$$\mathbf{I}_h = I_h(\cos(\theta_{i_h}) + j\text{sen}(\theta_{i_h})) \quad (2.10)$$

e

$$\mathbf{I}_l = I_l(\cos(\theta_{i_l}) + j\text{sen}(\theta_{i_l})). \quad (2.11)$$

Aplicando o balanço de potência, obtém-se a equação (2.12) que é utilizada para se determinar o valor da corrente  $I_g$ .

$$E_g I_g \cos(\theta_{i_g}) - r_g I_g^2 + P_s + P_h - P_{carga} = 0. \quad (2.12)$$

Utilizando a equação (2.1), determina-se a tensão série  $V_s$  em função do ângulo  $\theta_{v_l}$ :

$$V_s = \sqrt{V_{sd}^2 + V_{sq}^2}, \quad (2.13)$$

com

$$V_{sd} = -E_g + r_g \cos(\theta_{i_g}) I_g - x_g \sin(\theta_{i_g}) I_g + \cos(\theta_{v_l}) V_l \quad (2.14)$$

e

$$V_{sq} = r_g \sin(\theta_{i_g}) I_g + x_g \cos(\theta_{i_g}) I_g + \sin(\theta_{v_l}) V_l. \quad (2.15)$$

Para a equação (2.2) utilizando

$$V_h = \sqrt{V_{hd}^2 + V_{hq}^2} \quad (2.16)$$

tem-se

$$V_{hd} = r_h \cos(\theta_{i_h}) I_h - x_h \sin(\theta_{i_h}) I_h + \cos(\theta_{v_l}) V_l \quad (2.17)$$

e

$$V_{hq} = r_h \sin(\theta_{i_h}) I_h + x_h \cos(\theta_{i_h}) I_h + \sin(\theta_{v_l}) V_l. \quad (2.18)$$

Fazendo uso da equação (2.3), determina-se o valor de  $I_h$ , em que

$$I_h = \sqrt{I_l^2 + I_g^2 - 2I_l I_g \cos(\theta_{v_l} - \theta_{z_l} - \theta_{i_g})}. \quad (2.19)$$

Com essas equações, é possível gerar gráficos para melhor análise de como se comporta o sistema, variando-se alguns parâmetros do mesmo. Assim, o FAP universal (configuração I) pode ser dimensionado adequadamente para um melhor funcionamento. Nas próximas seções esses gráficos serão apresentados e analisados.

### 2.2.1.1 Comportamento do sistema variando-se a amplitude da tensão $E_g$

Os valores dos parâmetros utilizados na geração das curvas para a análise de regime permanente da configuração I estão presentes na Tabela 1.

Na Fig. 10 se tem o comportamento da tensão  $V_s$  e da corrente  $I_s$  do conversor série e o comportamento da tensão  $V_h$  e da corrente  $I_h$  do conversor paralelo, em função do ângulo da carga  $\theta_{v_l}$  para alguns valores diferentes da tensão  $E_g$ .

Na Fig. 10(a) observa-se que para valores do ângulo da carga ( $\theta_{v_l}$ ) próximos de zero se tem a amplitude da tensão série ( $V_s$ ) com valores menores. Para uma tensão  $E_g = 1,0$

Tabela 1 – Parâmetros utilizados na simulação em regime permanente para o FAP universal - configuração I.

Parâmetro	Valor ( <i>pu</i> )	Descrição
$E_g$	1,0	considerando a ausência de afundamento/sobretensão potência aparente na carga
$S_l$	1,0	
$f_{p_l}$	0,8	fator de potência na carga (indutivo)
$P_s$	0,05	5% de perda
$P_h$	0,05	5% de perda
$r_g$	0,01	resistência na rede
$x_g$	0,01	reatância indutiva na rede
$r_h$	0,01	resistência interna no conversor paralelo $H$
$x_h$	0,1	reatância indutiva no conversor paralelo $H$

*pu*, percebe-se que a amplitude da tensão  $V_s$  é nula. Isso ocorre devido a tensão na carga para essa análise ter sido mantida em  $V_l = 1,0 pu$  e, portanto, o filtro série não necessita realizar uma compensação de tensão. Quanto mais distante de  $1,0 pu$  for o valor de  $E_g$  e quanto mais distante de  $0^\circ$  for o ângulo da carga  $\theta_{v_l}$  maior será a amplitude da tensão  $V_s$ .

Na Fig. 10(b) percebe-se que a corrente  $I_s$  não varia com o ângulo da carga ( $\theta_{v_l}$ ) e sua amplitude varia inversamente com a tensão  $E_g$ . Isso ocorre devido a corrente  $I_s$  ser correspondente à corrente  $I_g$  ( $I_s = I_g$ ). Como a corrente  $I_g$  diminui quando a tensão  $E_g$  aumenta, e cresce quando a tensão  $E_g$  diminui, a corrente  $I_s$  se comporta da mesma forma.

Observando a Fig. 10(c), para valores do ângulo da carga ( $\theta_{v_l}$ ) maiores que zero, tem-se a amplitude da tensão paralela ( $V_h$ ) com menores valores. Na Fig. 10(d), para valores do ângulo da carga ( $\theta_{v_l}$ ) próximos de  $30^\circ$  tem-se menores amplitudes para a corrente do filtro paralelo ( $I_h$ ). Percebe-se, também, que para valores de  $\theta_{v_l}$  muito distantes de zero, a corrente varia inversamente com a tensão  $E_g$ . Para  $\theta_{v_l}$  próximo de  $30^\circ$  a corrente varia proporcionalmente com a tensão  $E_g$  e para  $\theta_{v_l}$  bem próximo de zero tem-se quase a mesma amplitude para a corrente  $I_h$ , independente do valor da tensão  $E_g$ .

### 2.2.1.2 Comportamento do sistema variando-se a carga

No FAP universal, a corrente  $I_g$  é afetada pela potência ativa da carga devido à imposição do fator de potência da fonte. Na Fig. 11 se tem a tensão  $V_s$  e a corrente  $I_s$  do conversor série, a tensão  $V_h$  e a corrente  $I_h$  do conversor paralelo em função de  $\theta_{v_l}$  para variações no fator de potência da carga mantendo-se a potência aparente da mesma em  $1,0 pu$ . Para essa simulação foram consideradas cargas com fatores de potência de 0,4, 0,6, 0,8 e 1,0 indutivos.

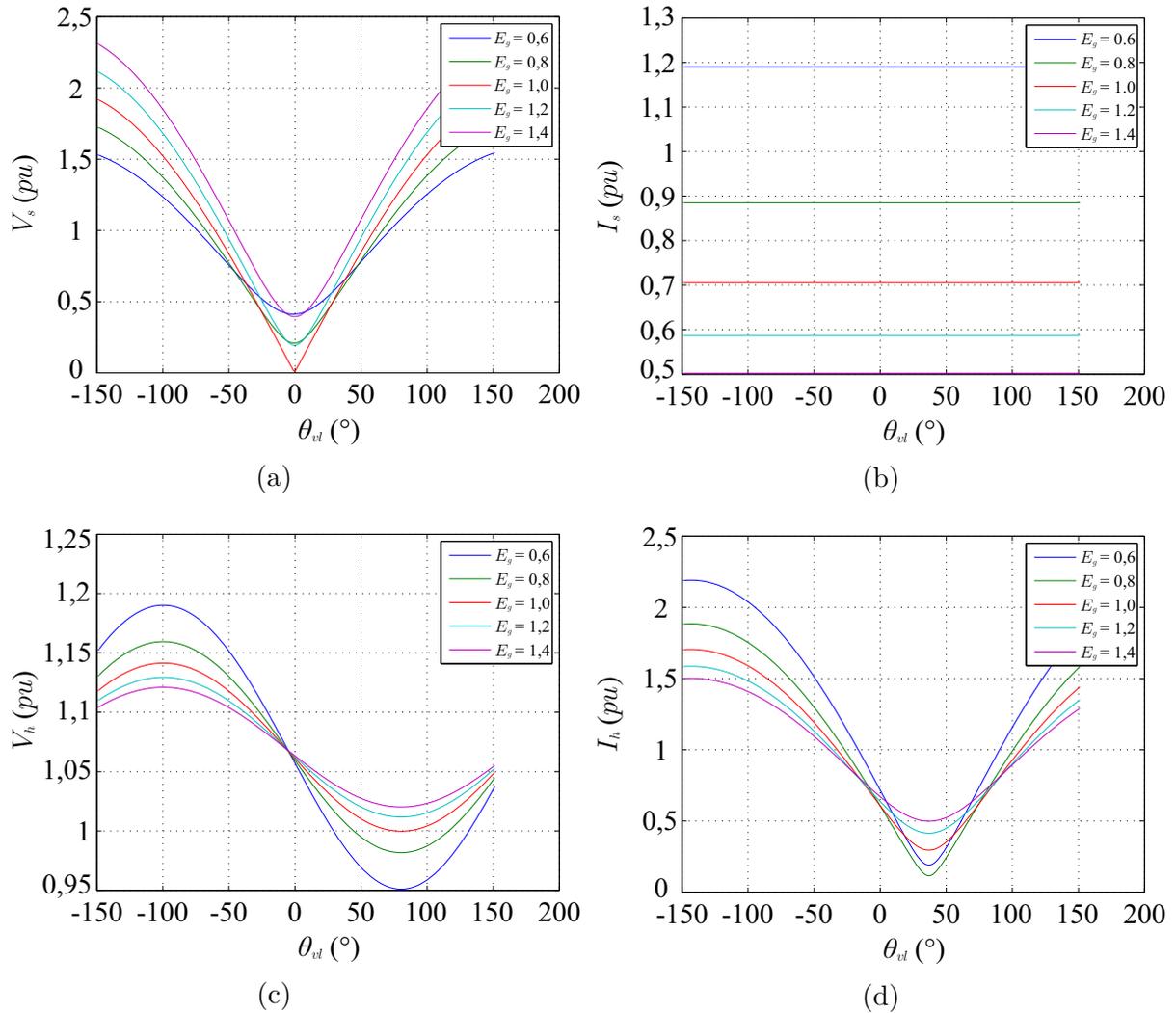


Figura 10 – Comportamento do sistema variando-se a tensão  $E_g$ . (a) Tensão série  $V_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ . (b) Corrente série  $I_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ . (c) Tensão paralela  $V_h$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ . (d) Corrente paralela  $I_h$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ .

Nas Fig. 12 tem-se a tensão  $V_s$  e corrente  $I_s$  no conversor série e a tensão  $V_h$  e corrente  $I_h$  no conversor paralelo em função de  $\theta_{vl}$  para variações na potência aparente da carga, mantendo-se o fator de potência da mesma em 0,8 indutivo. Para essa simulação foram consideradas cargas com potência aparente de 0,5, 0,8, 1,0, 1,2 e 1,5 pu.

Observando a Fig. 11(a) nota-se que a tensão série  $V_s$  não varia com o fator de potência da carga. Já para a Fig. 11(b) percebe-se que a corrente varia proporcionalmente com o fator de potência da carga. Portanto, as perdas no conversor  $S$  aumentam à medida que se aumenta tal parâmetro. Na Fig. 11(c) tem-se que para valores de  $\theta_{vl}$  positivos, a amplitude da tensão  $V_h$  do conversor paralelo possui valores menores. Na Fig. 11(d) pode

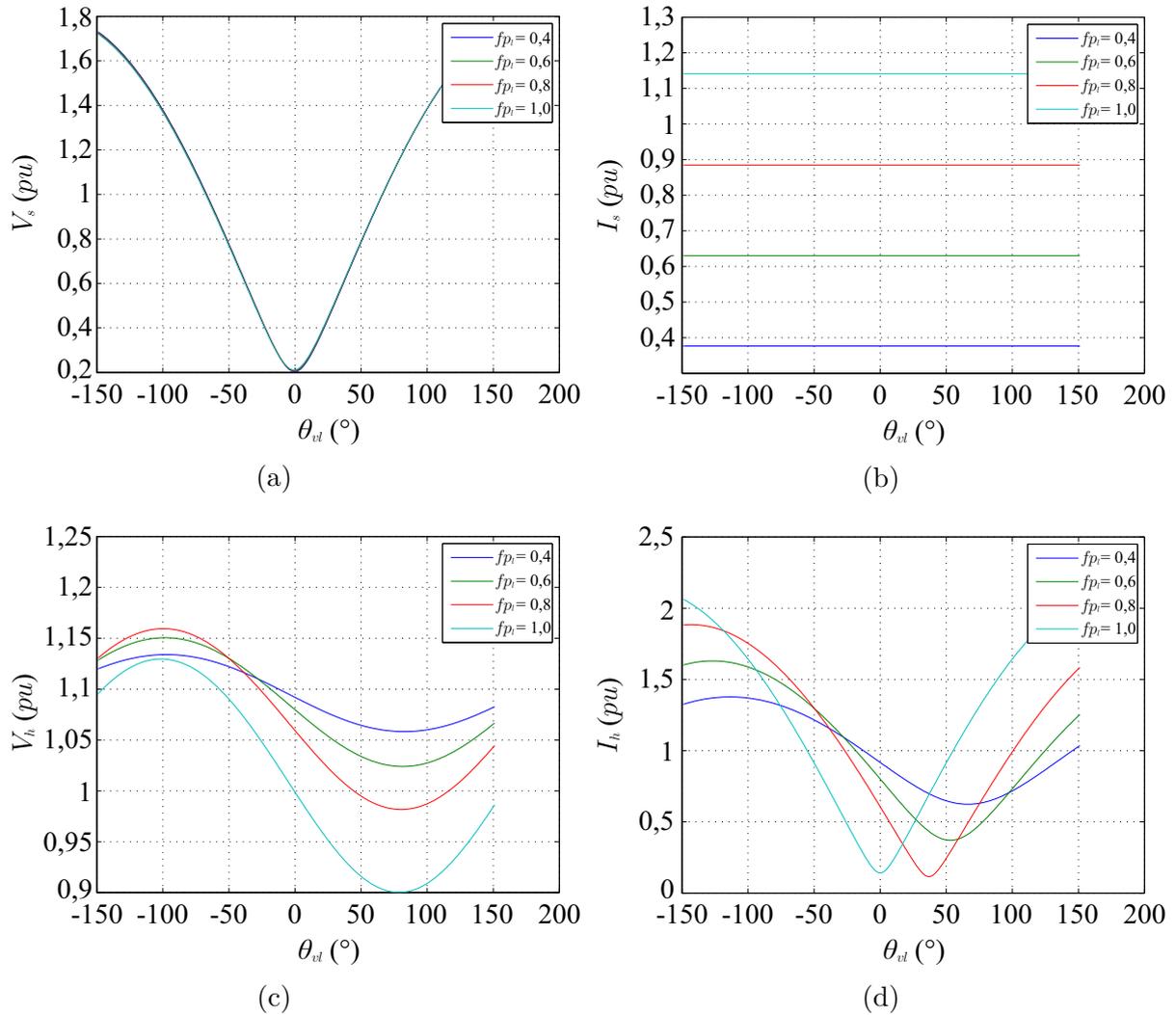


Figura 11 – Comportamento do sistema variando-se o fator de potência na carga  $f_{pl}$ . (a) Tensão série  $V_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ . (b) Corrente série  $I_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ . (c) Tensão paralela  $V_h$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ . (d) Corrente paralela  $I_h$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ .

se notar uma considerável variação na corrente do filtro paralelo  $I_h$ . Isso ocorre, pois o filtro paralelo deve fornecer uma corrente tal que anule os reativos da corrente na carga. Portanto, mudanças na carga afetam a amplitude da corrente  $I_h$ .

A mesma análise feita anteriormente para variações no fator de potência da carga pode ser feita observando-se a Fig. 12 para variações na potência aparente da carga, tendo em vista que as tensões  $V_s$  e  $V_h$  e as correntes  $I_s$  e  $I_h$  se comportam de forma semelhante.

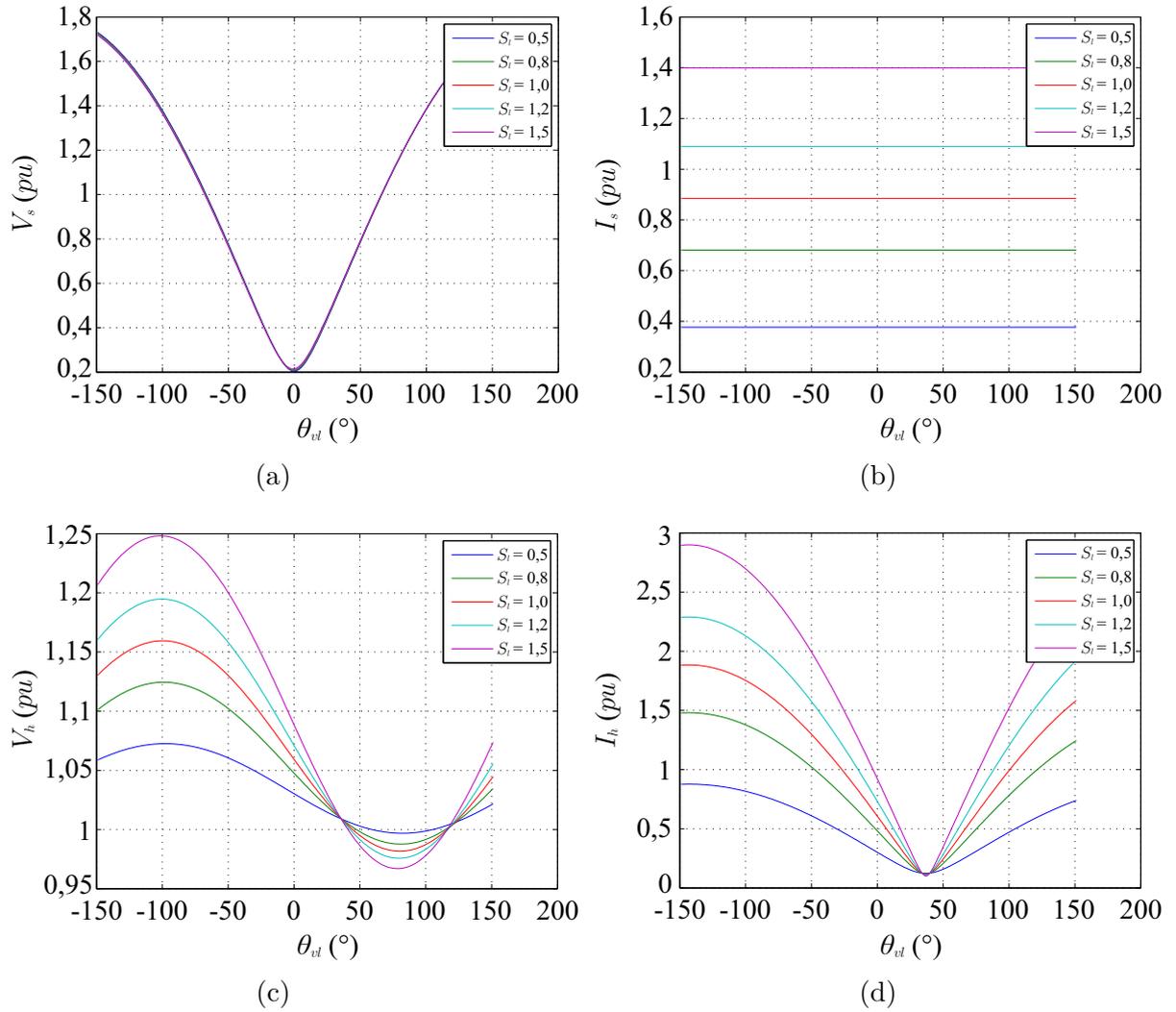


Figura 12 – Comportamento do sistema variando-se a potência aparente na carga  $S_l$ . (a) Tensão série  $V_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ . (b) Corrente série  $I_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ . (c) Tensão paralela  $V_h$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ . (d) Corrente paralela  $I_h$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ .

### 2.2.2 Modelo do sistema do FAP universal - Configuração I

O sistema da configuração I visto na Fig. 13, consiste de uma rede que gera as tensões  $e_{gk}$ , uma carga elétrica  $Z_l$  e o filtro ativo universal (combinação dos conversores série e paralelo). Para essa topologia, ambos conversores compartilham o mesmo barramento CC. O modelo é representado pelas equações (2.20)-(2.24)

$$e_{gk} - (r_g + l_g p)i_{gk} + v_{sk} - v_{lk} = 0, \quad (2.20)$$

$$v_{hk} - (r_h + l_h p)i_{hk} - v_{lk} = 0, \quad (2.21)$$

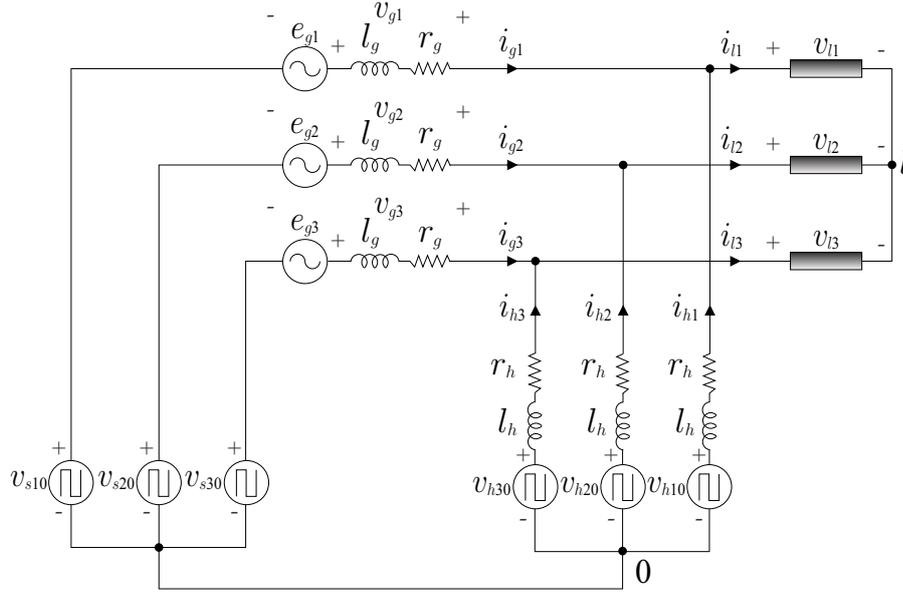


Figura 13 – Modelo do sistema para análise das equações no domínio do tempo do FAP universal trifásico - Configuração I.

$$v_{sk} = v_{sk0} - v_{l0}, \quad (2.22)$$

$$v_{hk} = v_{hk0} - v_{l0}, \quad (2.23)$$

$$i_{gk} + i_{hk} - i_{lk} = 0, \quad (2.24)$$

em que  $p = d/dt$ ,  $k = 1, 2, 3$ , e  $i_{l1} + i_{l2} + i_{l3} = 0$ . Para a carga, deve-se levar em consideração a relação entre a tensão  $v_{lk}$  e a corrente  $i_{lk}$ . As tensões  $v_{hk0}$  e  $v_{sk0}$  são as tensões de pólo dos conversores  $H$  e  $S$ , respectivamente. Note que essas tensões podem ser expressas pelas equações (2.25) e (2.26).

$$v_{hk0} = (2q_{hk} - 1) \frac{v_c}{2}, \quad (2.25)$$

$$v_{sk0} = (2q_{sk} - 1) \frac{v_c}{2}, \quad (2.26)$$

em que  $q_{hk}$  e  $q_{sk}$  são os estados das chaves ( $q_{hk} = q_{sk} = 1$  a chave está ligada e  $q_{hk} = q_{sk} = 0$  a chave está desligada). Nas próximas relações, a variável  $k$  terá os valores 1, 2 e 3.

Assumindo um sistema balanceado ( $e_{g1} + e_{g2} + e_{g3} = 0$  e  $v_{l1} + v_{l2} + v_{l3} = 0$ ), a tensão  $v_{l0}$  pode ser expressa por

$$v_{l0} = -(r_g + l_gp) \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 i_{gk} + \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{sk0}, \quad (2.27)$$

$$v_{l0} = -(r_h + l_hp) \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 i_{hk} + \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{hk0}, \quad (2.28)$$

ou por

$$v_{l0} = [(r_h + l_hp) - (r_g + l_gp)] \frac{1}{6} \sum_{k=1}^3 i_{gk} + \frac{1}{6} \sum_{k=1}^3 (v_{sk0} + v_{hk0}), \quad (2.29)$$

em que  $i_{g1} + i_{g2} + i_{g3} = -(i_{h1} + i_{h2} + i_{h3}) = i_o$  é a corrente de circulação.

Se  $r_g = 0$  e  $l_g = 0$ , a equação (2.27) se simplifica para

$$v_{l0} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{sk0}. \quad (2.30)$$

Se  $r_h = 0$  e  $l_h = 0$ , a equação (2.28) se simplifica para

$$v_{l0} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{hk0}. \quad (2.31)$$

Quando  $r_h = r_g$  e  $l_h = l_g$ , a equação (2.29) se simplifica para

$$v_{l0} = \frac{1}{6} \sum_{k=1}^3 (v_{sk0} + v_{hk0}). \quad (2.32)$$

### 2.2.3 Estratégia de modulação por largura de pulso (PWM) - Configuração I

O comando PWM visa sintetizar um valor de tensão de referência médio em um dado intervalo de chaveamento  $T_s$ . Para a configuração I, tem-se as tensões de pólo dadas pelas equações (2.33)-(2.35) para o conversor paralelo e pelas equações (2.36)-(2.38) para o conversor série.

$$v_{h10}^* = v_{h1}^* + v_{l0}^*, \quad (2.33)$$

$$v_{h20}^* = v_{h2}^* + v_{l0}^*, \quad (2.34)$$

$$v_{h30}^* = v_{h3}^* + v_{l0}^*, \quad (2.35)$$

$$v_{s10}^* = v_{s1}^* + v_{l0}^*, \quad (2.36)$$

$$v_{s20}^* = v_{s2}^* + v_{l0}^*, \quad (2.37)$$

$$v_{s30}^* = v_{s3}^* + v_{l0}^*, \quad (2.38)$$

em que:  $v_{h1}^*$ ,  $v_{h2}^*$  e  $v_{h3}^*$  são as tensões de referência impostas pelo controlador para compensação paralela; e  $v_{s1}^*$ ,  $v_{s2}^*$  e  $v_{s3}^*$  são as tensões de referência impostas pelo controlador do conversor série. A tensão de referência  $v_{l0}^*$  é uma tensão auxiliar adicionada devido a um grau de liberdade do sistema.

Portanto, para gerar uma tensão média igual a  $v_{hk}^*$  ( $v_{h1}^*$ ,  $v_{h2}^*$  e  $v_{h3}^*$ ) e  $v_{sk}^*$  ( $v_{s1}^*$ ,  $v_{s2}^*$  e  $v_{s3}^*$ ) ao longo de um tempo de chaveamento ( $T_s$ ), a tensão auxiliar  $v_{l0}^*$  deve ser escolhida. As tensões de pólo de referência  $v_{hk0}^*$  (para o conversor paralelo) e  $v_{sk0}^*$  (para o conversor série) assumem dois valores definidos como

$$v_{hk0}^* = v_{sk0}^* = \pm \frac{v_c^*}{2}, \quad (2.39)$$

em que  $v_c^*$  é a tensão de referência do barramento CC para os conversores  $H$  e  $S$ .

A tensão  $v_{l0}^*$  pode ser escolhida obedecendo os limites nas relações (2.40)-(2.42).

$$v_{l0max}^* = v_c^*/2 - \max(V^*), \quad (2.40)$$

$$v_{l0min}^* = -v_c^*/2 - \min(V^*), \quad (2.41)$$

$$v_{l0min}^* \leq v_{l0}^* \leq v_{l0max}^*, \quad (2.42)$$

em que  $V^* = \{v_{h1}^*, v_{h2}^*, v_{h3}^*, v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*\}$ . A escolha normalizada da variável auxiliar ( $v_{l0}^*$ ) satisfazendo os limites pode ser fornecida introduzindo um fator de distribuição de roda livre  $\mu^*$  ( $0 \leq \mu^* \leq 1$ ) para a variável auxiliar ( $v_{l0}^*$ ) definida em [36] e [37] como

$$v_{l0}^* = \mu^* v_{l0max}^* + (1 - \mu^*) v_{l0min}^*. \quad (2.43)$$

Existem três casos que merecem destaque:

$$v_{l0}^* = v_{l0max}^*, (\mu^* = 1), \quad (2.44)$$

$$v_{l0}^* = v_{l0min}^*, (\mu^* = 0), \quad (2.45)$$

o que reduz as perdas, já que um dos braços não chaveia, e

$$v_{l0}^* = \frac{v_{l0max}^* + v_{l0min}^*}{2}, (\mu^* = 0,5), \quad (2.46)$$

que reduz as distorções introduzidas pela alta frequência de chaveamento, devido aos pulsos de tensão gerados serem simétricos. Os estados das chaves  $q_{hk}$  e  $q_{sk}$  podem ser obtidos comparando-se com uma portadora triangular dada por

$$v_{\Delta} = \pm \frac{v_c}{T} t, \quad (2.47)$$

com as tensões de referência  $v_{hk0}^*$  e  $v_{sk0}^*$ .

## 2.2.4 Sistema de controle - Configuração I

O FAP universal (configuração I) controla a tensão na carga e a corrente na fonte. Portanto, é necessário determinar a expressão da tensão na carga e da corrente na fonte em função dos parâmetros do circuito.

Aplicando a Transformada de Laplace nas eqs (2.20), (2.21) e (2.24) tem-se:

$$E_g(s) = (r_g + l_g s)I_g(s) - V_s(s) + V_l(s) = 0, \quad (2.48)$$

$$V_h(s) = (r_h + l_h s)I_h(s) + V_l(s) = 0, \quad (2.49)$$

$$I_h(s) = I_l(s) - I_g(s). \quad (2.50)$$

Substituindo a eq. (2.49) na eq. (2.48):

$$E_g(s) = (r_g + l_g s)I_g(s) - V_s(s) + V_h(s) - (r_h + l_h s)I_h(s), \quad (2.51)$$

e substituindo a eq. (2.50) na eq. (2.51), evidenciando  $I_g(s)$ , obtém-se a expressão para a corrente:

$$I_g(s) = G_a(s)V_s(s) - G_a(s)V_h(s) + G_a(s)E_g(s) + G_b(s)I_l(s). \quad (2.52)$$

Para se determinar a expressão da tensão na carga substitui-se a eq. (2.52) na eq. (2.48):

$$V_l(s) = G_b(s)V_s(s) + G_c(s)V_h(s) + G_b(s)E_g(s) - G_d(s)I_l(s), \quad (2.53)$$

em que

$$G_a(s) = \frac{1}{(l_g + l_h)s + (r_g + r_h)}, \quad (2.54)$$

$$G_b(s) = \frac{l_h s + r_h}{(l_g + l_h)s + (r_g + r_h)}, \quad (2.55)$$

$$G_c(s) = \frac{l_g s + r_g}{(l_g + l_h)s + (r_g + r_h)} \quad (2.56)$$

e

$$G_d(s) = \frac{l_g l_h s^2 + (r_g l_h + r_h l_g)s + r_g r_h}{(l_g + l_h)s + (r_g + r_h)}. \quad (2.57)$$

Observando a expressão (2.52), nota-se que a corrente depende dos termos  $V_s(s)$  e  $V_h(s)$  de forma semelhante, portanto, do ponto de vista de controle, a corrente  $I_g(s)$  comporta-se do mesmo modo para  $V_s(s)$  e  $V_h(s)$  e os termos dependentes de  $E_g(s)$  e  $I_l(s)$  são consideradas perturbações a serem compensadas. No entanto, analisando a expressão (2.53), percebe-se que os termos dependentes de  $V_s(s)$  e  $V_h(s)$  ( $G_b(s)$  e  $G_c(s)$ ) são diferentes entre si com relação ao numerador. Portanto, o comportamento  $V_l(s)$ , do ponto de vista de controle, é diferente para  $V_s(s)$  e  $V_h(s)$ .

Para um comportamento linear da carga, reescreve-se as eqs. (2.52) e (2.53), eliminando-se o termo dependente de  $I_l(s)$ , que pode ser expressa pela eq. (2.58). Portanto, substituindo-se a eq. (2.58) na eq. (2.53) obtém-se a eq. (2.59).

$$I_l(s) = \frac{1}{l_l s + r_l} V_l(s), \quad (2.58)$$

$$V_l(s) = \frac{G_b(s)}{1 + G_d(s)G_l(s)} V_s(s) + \frac{G_c(s)}{1 + G_d(s)G_l(s)} V_h(s) + \frac{G_b(s)}{1 + G_d(s)G_l(s)} E_g(s), \quad (2.59)$$

em que

$$G_l(s) = \frac{1}{l_s + r_l}. \quad (2.60)$$

Substituindo-se a eq. (2.59) na eq. (2.58) e depois na eq. (2.52), tem-se:

$$I_g(s) = H_a(s)V_s(s) + H_b(s)V_h(s) + H_a(s)E_g(s), \quad (2.61)$$

em que

$$H_a(s) = \frac{G_b^2(s)G_l(s) + G_a(s)G_d(s)G_l(s) + G_a(s)}{1 + G_d(s)G_l(s)} \quad (2.62)$$

e

$$H_b(s) = \frac{G_b(s)G_c(s)G_l(s) - G_a(s)G_d(s)G_l(s) - G_a(s)}{1 + G_d(s)G_l(s)}. \quad (2.63)$$

O diagrama de controle para a configuração I é apresentado na Fig. 14. A tensão no barramento CC ( $v_c$ ) é regulada através do controlador  $R_c$ , cuja saída é a referência da amplitude da corrente na rede ( $I_g^*$ ). Para se ter o controle do fator de potência, a corrente de referência instantânea ( $i_{gk}^*$ ) deve ser sincronizada com as tensões  $v_{gk}$ . Esse sincronismo é obtido através dos blocos  $Syn - g$  e  $Gen - g$ . O ângulo de saída  $\theta_{v_g}$  do bloco  $Syn - g$  indica a fase instantânea da tensão  $v_g$ . Com a sincronização do ângulo e a amplitude de  $I_g^*$ , a corrente  $i_{gk}^*$  é gerada pelo bloco  $Gen - g$ . Dessa forma, compensa-se a potência reativa e a demanda de harmônicos da carga. O controlador  $R_h$  é responsável por definir as tensões de referência  $v_{hk}^*$ . O bloco  $Gen - l$  gera as tensões de referência  $v_{lk}^*$  sincronizada com  $\theta_{v_g} + \theta_{v_l}$ . O ângulo da tensão na carga ( $\theta_{v_l}$ ) deve ser escolhido de forma que sejam minimizadas as perdas do sistema. As tensões na carga ( $v_{lk}$ ) são reguladas por meio do controlador  $R_l$ , o qual define as tensões de referência  $v_{sk}^*$ . Com as tensões  $v_{hk}^*$  e  $v_{sk}^*$  determinadas, o bloco  $PWM$  define os estados das chaves  $q_{hk}$  e  $q_{sk}$  para os conversores paralelo e série, respectivamente.

## 2.3 FAP universal - Configuração II

A configuração II do FAP universal pode ser vista na Fig. 15, o sistema consiste de um conversor série  $S$  e um conversor paralelo  $H$  com barramentos diferentes, diferente do que ocorre com a configuração I. Considerando o sistema contendo uma rede isolada, o uso do transformador torna-se dispensável ao se realizar a conexão do conversor série da mesma forma que a configuração I (ver Fig. 15).

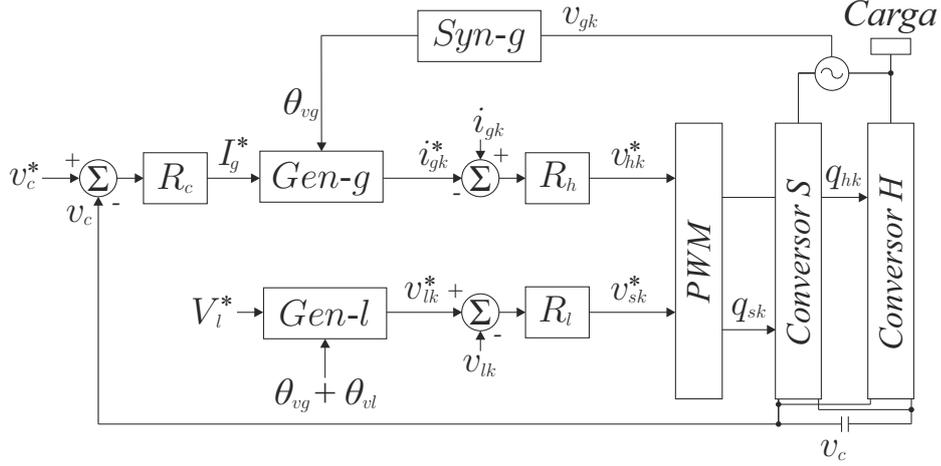


Figura 14 – Diagrama de blocos de controle para o FAP universal trifásico - configuração I.

### 2.3.1 Análise em regime permanente - Configuração II

O modelo do sistema para análise de regime permanente da configuração II pode ser visto na Fig. 16. O modelo consiste em uma rede que gera as tensões  $\mathbf{E}_{gk}$ , uma carga  $Z_l$  e um FAP universal (combinação de um conversor série e um paralelo e com barramentos distintos). O conversor série, assim como na configuração I, é conectado a um dos terminais da rede isolada sem a necessidade do uso de um transformador de isolação.

Os limites operacionais da configuração II podem ser verificados levando-se em consideração as equações de regime permanente. Para isso, é necessário apenas uma das fases para expor as características em regime permanente do sistema. O modelo apresentado na Fig. 16 é resumido no circuito monofásico equivalente ilustrado na Fig. 17, o qual é idêntico ao modelo da configuração, onde o barramento CC é compartilhado (ver Fig. 9). Porém, o comportamento em regime permanente da configuração II (barramentos distintos) é diferente da configuração I (barramento compartilhado) devido às condições de operação serem diferentes. Como existem dois barramentos CC é necessário dois controladores de tensão (uma para cada barramento) perdendo assim o grau de liberdade que se tinha sobre o ângulo da carga  $\theta_{vl}$  na configuração I.

As equações de regime permanente (2.64)-(2.66) são obtidas pelo balanço de potência na Fig. 17.

$$E_g I_g \cos(\theta_{i_g}) - r_g I_g^2 + P_s + P_h - P_{carga} = 0, \quad (2.64)$$

$$E_g I_g \cos(\theta_{i_g}) - r_g I_g^2 + P_s - V_l I_g \cos(\theta_{vl} - \theta_{i_g}) = 0, \quad (2.65)$$

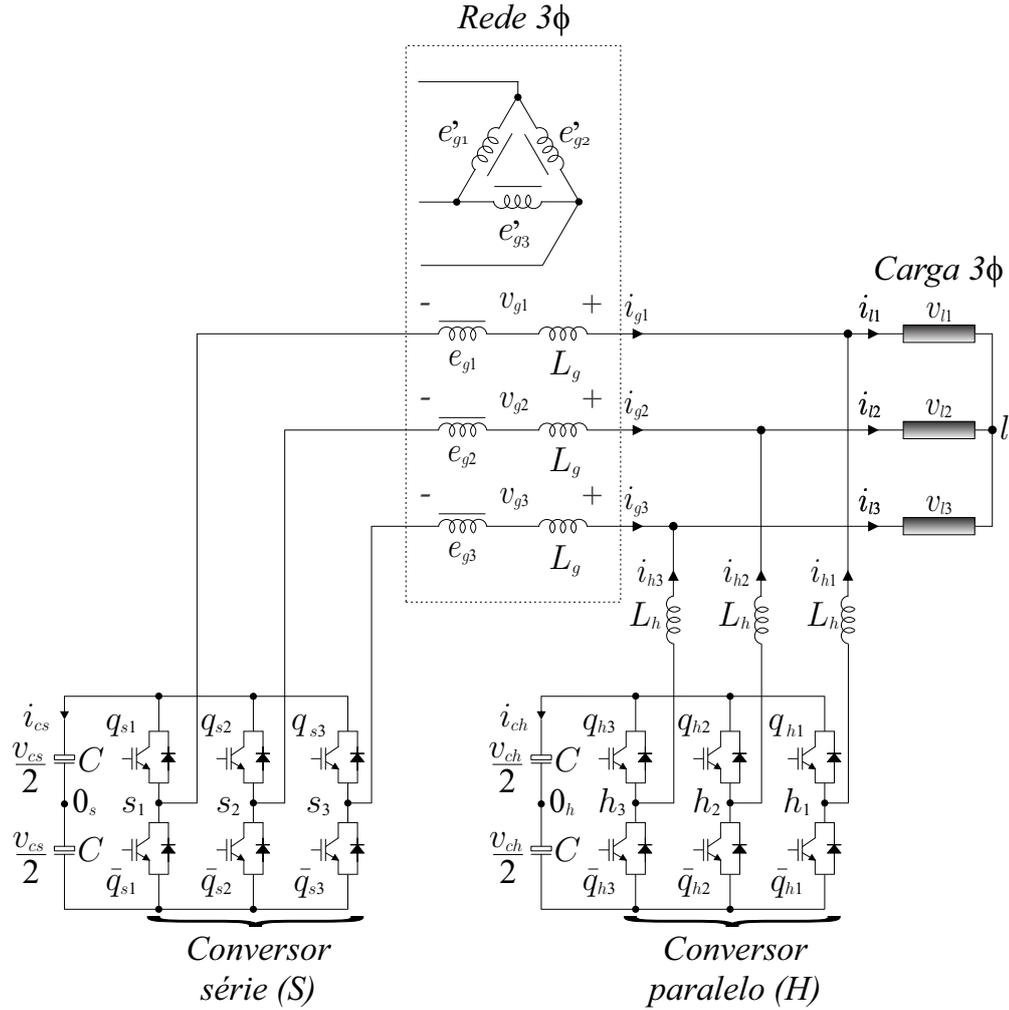


Figura 15 – FAP universal trifásico - Configuração II.

$$P_{carga} - P_h = V_l I_g \cos(\theta_{v_l} - \theta_{i_g}). \quad (2.66)$$

### 2.3.1.1 Comportamento do sistema variando-se a amplitude da tensão $E_g$

Os valores dos parâmetros utilizados na geração das curvas para a análise de regime permanente da configuração II estão presentes na Tabela 2.

Na Fig. 18 é apresentado o diagrama fasorial para a configuração II, considerando o sincronismo entre a tensão ( $E_g$ ) e a corrente ( $I_g$ ) na rede (em fase), e fixando a regulação na amplitude da carga em  $1,0 pu$ . A carga adotada tem o fator de potência indutivo e foi considerado que a tensão na carga  $V_l$  está defasada da corrente  $I_h$  em  $90^\circ$ , correspondendo assim a uma potência nula ( $P_h = 0$ ) no conversor paralelo.

Observando-se a Fig. 18(a), tem-se a situação em que ocorre um afundamento na tensão  $E_g$  que passa a ter um valor menor que  $1,0 pu$ . Para esse caso, a configuração

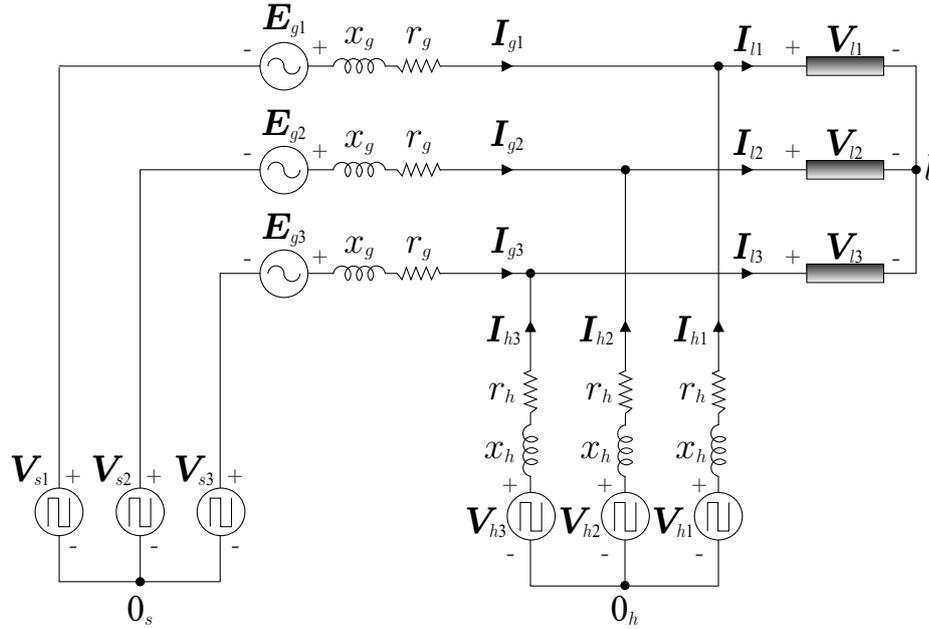


Figura 16 – Modelo do sistema para análise em regime permanente do FAP universal trifásico - Configuração II.

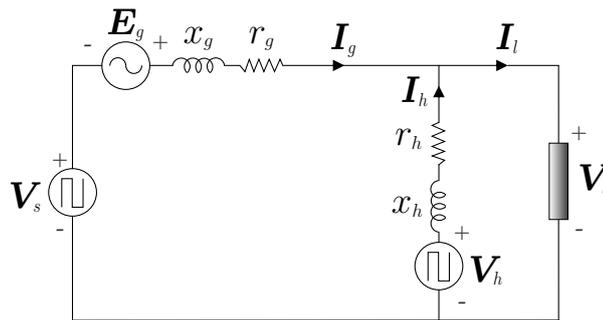


Figura 17 – Modelo monofásico do sistema para análise em regime permanente do FAP universal - Configuração II.

Tabela 2 – Parâmetros utilizados na simulação em regime permanente para a configuração II.

Parâmetro	Valor ( <i>pu</i> )	Descrição
$E_g$	1,0	considerando a ausência de afundamento/sobretensão
$S_l$	1,0	potência aparente na carga
$f_{pl}$	0,8	fator de potência na carga (indutivo)
$P_s$	0,05	5% de perda
$P_h$	0,05	5% de perda
$r_g$	0,01	resistência na rede
$x_g$	0,01	reatância indutiva na rede
$r_h$	0,01	resistência interna no conversor paralelo $H$
$x_h$	0,1	reatância indutiva no conversor paralelo $H$

II opera sem problemas pois a condição de potência nula no conversor série ( $P_s = 0$ ) é

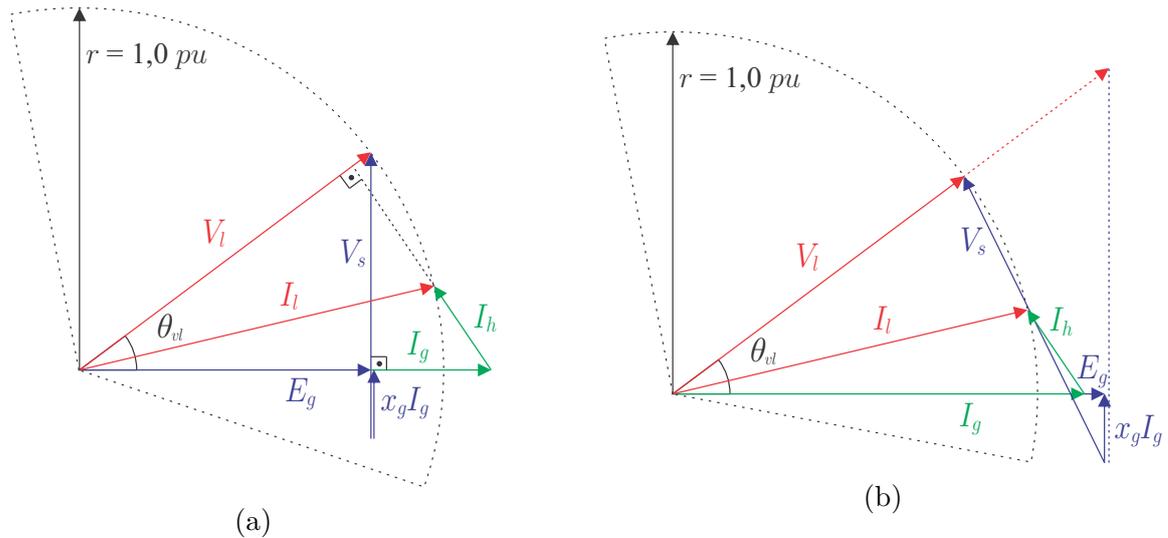


Figura 18 – Diagrama fasorial para o FAP universal - Configuração II. (a) Para  $E_g < 1,0 pu$ . (b) Para  $E_g > 1,0 pu$ .

satisfeita, tendo em vista que a tensão  $V_s$  e a corrente  $I_g$  ficam defasadas entre si de  $90^\circ$  como pode ser visto na Fig. 18(a).

Para uma sobretensão em  $E_g$ , e o mesmo passando a operar com valor maior que  $1,0 pu$  (ver Fig. 18(b)), o diagrama só pode ser completado considerando-se o ângulo entre a tensão  $V_s$  e a corrente  $I_g$  maior que  $90^\circ$ , o que torna a condição de potência nula no conversor série ( $P_s = 0$ ) inválida. Caso a tensão  $V_s$  estivesse defasada de  $90^\circ$  com relação a corrente  $I_g$ , a tensão  $V_i$  passaria a ter um valor maior que  $1,0 pu$ , tornando a condição de regulação da tensão na carga inválida. Então, para sobretensão, a configuração II possui restrições de operação.

Analisando a variação da tensão série ( $V_s$ ) como uma função da tensão na rede ( $E_g$ ) em regime permanente (veja Fig. 19), pode-se perceber que para afundamentos de tensão na rede, a amplitude da tensão série ( $V_s$ ) aumenta consideravelmente. Em outras palavras, é necessária uma tensão maior no barramento CC e conseqüentemente um filtro mais caro é exigido. Como a compensação da tensão fundamental é menos interessante, o filtro série é mais adequado para compensação de harmônicos na rede na configuração II (ver Fig. 21).

### 2.3.2 Modelo do sistema - Configuração II

O modelo do sistema está representado na Fig. 20. Nesse caso, o FAP universal possui um barramento CC para cada conversor. O modelo é descrito por (2.67)-(2.71)

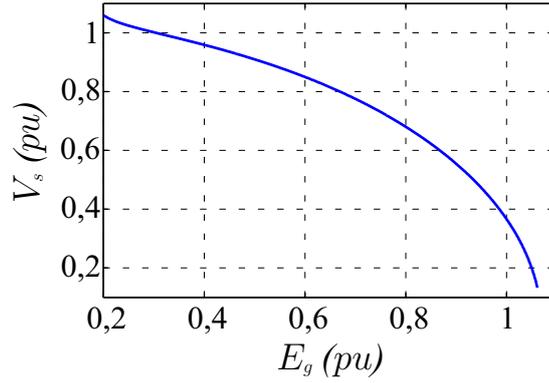


Figura 19 – Tensão série ( $V_s$ ) em função da variação da tensão na rede ( $E_g$ ) para o FAP universal - Configuração II.

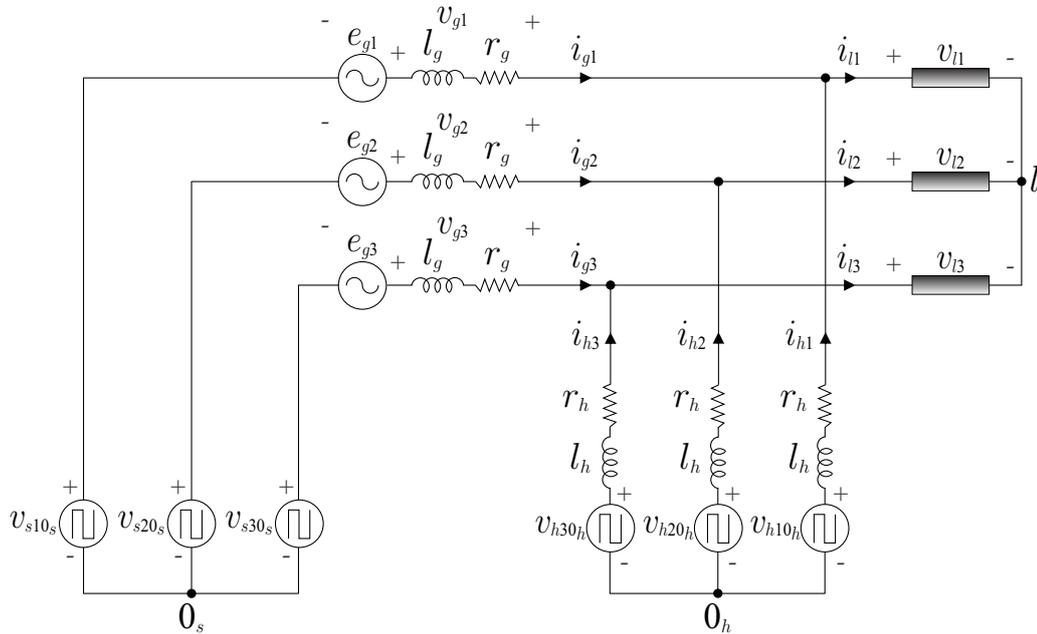


Figura 20 – Modelo do sistema para análise das equações no domínio do tempo do FAP universal trifásico - Configuração II.

$$e_{gk} - (r_g + l_g p) i_{gk} + v_{sk} - v_{lk} = 0, \quad (2.67)$$

$$v_{hk} - (r_h + l_h p) i_{hk} - v_{lk} = 0, \quad (2.68)$$

$$v_{hk} = v_{hk0_h} - v_{l0_h}, \quad (2.69)$$

$$v_{sk} = v_{sk0_s} - v_{l0_s}, \quad (2.70)$$

$$i_{gk} + i_{hk} - i_{lk} = 0, \quad (2.71)$$

em que  $v_{hk0_h}$  e  $v_{sk0_s}$  são as tensões de pólo dos conversores  $H$  e  $S$ , respectivamente. Essas tensões são expressas pelas eqs. (2.72) e (2.73). As tensões  $v_{l0_h}$  e  $v_{l0_s}$  são dadas pelas eqs. (2.74) e (2.75), tal que:

$$v_{hk0_h} = (2q_{hk} - 1) \frac{v_{ch}}{2}, \quad (2.72)$$

$$v_{sk0_s} = (2q_{sk} - 1) \frac{v_{cs}}{2}, \quad (2.73)$$

$$v_{l0_h} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{hk0_h} \quad (2.74)$$

e

$$v_{l0_s} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_{sk0_s}, \quad (2.75)$$

definido  $q_{hk}$  e  $q_{sk}$  os estados das chaves ( $q_{hk} = q_{sk} = 1$  chave ligada e  $q_{hk} = q_{sk} = 0$  chave desligada).

### 2.3.3 Estratégia de modulação por largura de pulso (PWM) - Configuração II

A configuração II possui uma abordagem semelhante em relação à configuração I apresentada anteriormente. A tensão de pólo para o conversor  $H$  é dada pelas eqs. (2.76)-(2.78) e para o conversor  $S$  dada pelas eqs. (2.79)-(2.81), de modo que

$$v_{h10_h}^* = v_{h1}^* + v_{l0_h}^*, \quad (2.76)$$

$$v_{h20_h}^* = v_{h2}^* + v_{l0_h}^*, \quad (2.77)$$

$$v_{h30_h}^* = v_{h3}^* + v_{l0_h}^*, \quad (2.78)$$

$$v_{s10_s}^* = v_{s1}^* + v_{l0_s}^*, \quad (2.79)$$

$$v_{s20_s}^* = v_{s2}^* + v_{l0_s}^* \quad (2.80)$$

e

$$v_{s30_s}^* = v_{s3}^* + v_{l0_s}^*, \quad (2.81)$$

em que  $v_{l0_h}^*$  e  $v_{l0_s}^*$  são as tensões auxiliares de referência para os conversores  $H$  e  $S$ , respectivamente.

Uma vez que as tensões de fase de referência ( $v_{hk0_h}^*$  para o conversor  $H$  e  $v_{sk0_s}^*$  para o conversor  $S$ ) são impostas pelos controladores, as tensões auxiliares de referência ( $v_{l0_h}^*$  e  $v_{l0_s}^*$ ) devem ser escolhidas (dois graus de liberdade). Para as tensões de pólo de referência  $v_{hk0_h}^*$  e  $v_{sk0_s}^*$  tem-se apenas dois valores que são representados por

$$v_{hk0_h}^* = \pm \frac{v_{ch}^*}{2} \quad (2.82)$$

e

$$v_{sk0_s}^* = \pm \frac{v_{cs}^*}{2}, \quad (2.83)$$

em que  $v_{ch}^*$  e  $v_{cs}^*$  são as tensões de referência do barramento CC para os conversores  $H$  e  $S$ , respectivamente.

As tensões  $v_{l0_h}^*$  e  $v_{l0_s}^*$  podem ser escolhidas satisfazendo as relações (2.84)-(2.86) e (2.87)-(2.89), respectivamente:

$$v_{l0_h}^*{}_{max} = v_{ch}^*/2 - \max(V_h^*); \quad (2.84)$$

$$v_{l0_h}^*{}_{min} = -v_{ch}^*/2 - \min(V_h^*); \quad (2.85)$$

$$v_{l0_h}^*{}_{min} \leq v_{l0_h}^* \leq v_{l0_h}^*{}_{max}; \quad (2.86)$$

$$v_{l0_s}^*{}_{max} = v_{cs}^*/2 - \max(V_s^*); \quad (2.87)$$

$$v_{l0_s}^*{}_{min} = -v_{cs}^*/2 - \min(V_s^*) \quad (2.88)$$

e

$$v_{l0_s}^*{}_{min} \leq v_{l0_s}^* \leq v_{l0_s}^*{}_{max}, \quad (2.89)$$

em que  $V_h^* = \{v_{h1}^*, v_{h2}^*, v_{h3}^*\}$  e  $V_s^* = \{v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*\}$ .

A escolha normalizada das variáveis auxiliares ( $v_{l0_h}$  e  $v_{l0_s}$ ), satisfazendo os limites, pode ser fornecida introduzindo-se as variáveis auxiliares  $\mu_h^*$  ( $0 \leq \mu_h^* \leq 1$ ) e  $\mu_s^*$  ( $0 \leq \mu_s^* \leq 1$ ) para as tensões auxiliares ( $v_{l0_h}^*$  e  $v_{l0_s}^*$ ), definidas como

$$v_{l0_h}^* = \mu_h^* v_{l0_h max}^* + (1 - \mu_h^*) v_{l0_h min}^*, \quad (2.90)$$

$$v_{l0_s}^* = \mu_s^* v_{l0_s max}^* + (1 - \mu_s^*) v_{l0_s min}^*. \quad (2.91)$$

Existem três casos que merecem destaque:

$$v_{l0_h}^* = v_{l0_h max}^*, (\mu_h^* = 1), \quad (2.92)$$

$$v_{l0_h}^* = v_{l0_h min}^*, (\mu_h^* = 0), \quad (2.93)$$

o que reduz as perdas, já que um dos braços não chaveia, e

$$v_{l0_h}^* = \frac{v_{l0_h max}^* + v_{l0_h min}^*}{2}, (\mu_h^* = 0,5), \quad (2.94)$$

o que reduz as distorções harmônicas introduzidas pela alta frequência de chaveamento devido aos pulsos de tensão serem mais simétricos.

O mesmo ocorre com o conversor série:

$$v_{l0_s}^* = v_{l0_s max}^*, (\mu_s = 1), \quad (2.95)$$

$$v_{l0_s}^* = v_{l0_s min}^*, (\mu_s = 0), \quad (2.96)$$

$$v_{l0_s}^* = \frac{v_{l0_s max}^* + v_{l0_s min}^*}{2}, (\mu_s = 0,5). \quad (2.97)$$

Os estados das chaves  $q_{hk}$  e  $q_{sk}$  podem ser obtidos comparando-se com portadoras triangulares, dadas por

$$v_{\Delta_h} = \pm \frac{v_{ch}}{T} t, \quad (2.98)$$

$$v_{\Delta_s} = \pm \frac{v_{cs}}{T} t, \quad (2.99)$$

com as tensões de referência  $v_{hk0_h}^*$  e  $v_{sk0_s}^*$ .

### 2.3.4 Sistema de controle - Configuração II

A configuração II do FAP universal, assim como a configuração I, controla a corrente na fonte. A expressão para a corrente na fonte é determinada da mesma forma como foi obtida na configuração I.

O diagrama de blocos de controle para a configuração II pode ser visto na Fig. 21. A tensão do barramento CC do filtro paralelo ( $v_{ch}$ ) é regulada pelo controlador  $R_{ch}$ , que fornece a amplitude de referência da corrente na rede ( $I_g^*$ ). A sincronização e o controle de ( $i_{gk}$ ) é idêntico ao da configuração I. No entanto, nesse caso é necessário controlar apenas duas correntes. O controlador  $R_h$  regula a corrente ( $i_{gk}$ ) e fornece a tensão de referência ( $v_{hk}^*$ ). A estratégia de controle para o filtro série é descrita em [38] em que a tensão no barramento CC do conversor série ( $v_{cs}$ ) é regulada por meio do controlador  $R_{cs}$ , cuja saída é a amplitude da fundamental na tensão série ( $V_{sf}^*$ ). O bloco *Gen-s* realiza a sincronização entre as tensões ( $v_{sfk}^*$ ) e as tensões de entrada ( $v_{gk}$ ). O bloco *Filtro* apresentado na Fig. 21 é um filtro passa-faixa que tem uma frequência central de 60 Hz e é utilizado para se obter a componente fundamental ( $v_{gfk}$ ). O sinal ( $v_{ghk} = v_{gk} - v_{gfk}$ ) contém os harmônicos a serem compensados. Aos sinais senoidais ( $v_{sfk}^*$ ) são adicionadas as tensões ( $v_{ghk}$ ), fornecendo assim as tensões de referência ( $v_{sk}^*$ ) para o conversor série. Com as tensões  $v_{hk}^*$  e  $v_{sk}^*$  determinadas, o bloco *PWM* define os estados das chaves  $q_{hk}$  e  $q_{sk}$  para os conversores paralelo e série, respectivamente.

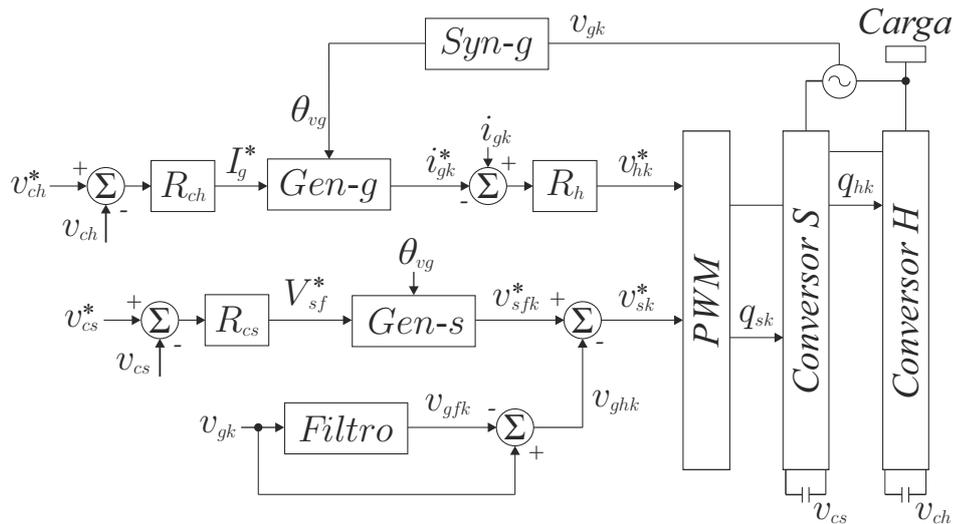


Figura 21 – Diagrama de blocos de controle para o FAP universal trifásico - Configuração II.

## 2.4 Conclusão

Os FAPs universais apresentados nesse capítulo (configurações I e II) têm como principal destaque a redução do tamanho e de seu custo, que estão associados a não utilização dos transformadores de isolação que são comumente conectados aos conversores série em um filtro ativo de potência. Uma vez que o peso, o tamanho e o custo associados ao transformador são significativos em um projeto de FAP universal, ter a possibilidade de se utilizar novas topologias que mantenham o mesmo desempenho que um sistema convencional e que tenha redução de custos e dimensões, torna essencial o estudo de novas possibilidades e configurações. As configurações discutidas apresentaram comportamentos diferentes, devido uma topologia operar com um único barramento e outra com barramentos distintos. A configuração I não apresentou restrições em seu funcionamento para casos em que houvesse afundamentos ou sobretensões na rede. Já para a configuração II, ao se fazer uma análise de seu comportamento perante afundamento e sobretensões na rede, constatou-se que existe limitação em seu funcionamento para sobretensões. Além disso, para pequenos afundamentos, é necessária uma tensão no conversor série com amplitude significativa, ou seja, é necessária uma tensão de barramento maior e conseqüentemente um filtro mais caro. Portanto, a configuração II tornou-se mais adequada a compensação de harmônicos na rede, já que a compensação da tensão fundamental na rede apresentou restrições.

Para ambas configurações foram descritas e analisadas as equações em regime permanente para um melhor dimensionamento de acordo com variações de alguns parâmetros do sistema. Foram apresentadas as equações no domínio do tempo para serem utilizadas em simulações, assim como as estratégias de PWM e controle.

## 3 Filtro Ativo de Potência Universal Baseado em Conversores de Nove Braços

### 3.1 Introdução

Nesse capítulo são apresentadas duas topologias de FAP universal para compensação de potência reativa e harmônicos, além de afundamentos e sobretensões na rede, utilizando conversores de nove braços. Os filtros são compostos por três conversores trifásicos. O primeiro filtro (configuração III) utiliza um conversor ( $B$ ) com barramento CC que pode operar com um capacitor flutuante ou com uma fonte de tensão CC compartilhando o transformador série com o conversor  $A$  (veja Fig. 22), o segundo (configuração IV) utiliza uma combinação de dois filtros séries  $A$  e  $B$  (ambos do lado da rede) e um filtro paralelo  $H$  compartilhando um único barramento (veja Fig. 35).

### 3.2 FAP universal - Configuração III

O FAP universal configuração III (veja Fig. 22) consiste de uma rede de energia, uma carga elétrica não linear, um FAP universal (combinação do conversor série  $A$  e paralelo  $H$  compartilhando o mesmo barramento CC) e um conversor  $B$  contendo um capacitor flutuante ou uma fonte de tensão CC auxiliar, compartilhando o transformador série com o conversor  $A$ .

#### 3.2.1 Análise em regime permanente - Configuração III

O modelo do sistema da configuração III pode ser visto na Fig. 23. Ele consiste em uma rede que gera as tensões  $\mathbf{E}_{gk}$ , uma carga  $Z_l$  e um FAP universal (combinação de dois conversores em série e um conversor em paralelo). Nesse caso, um dos conversores ligado ao transformador de isolamento em série (conversor  $A$ ) compartilha o mesmo barramento CC com o conversor paralelo (conversor  $H$ ), como pode ser visto na Fig. 22.

Para uma análise em regime permanente de forma mais simples, é necessária apenas uma das fases para expor as características em regime permanente do sistema (Fig. 24). Para essa configuração, o modelo é representado pelas eqs. (3.1)-(3.4).

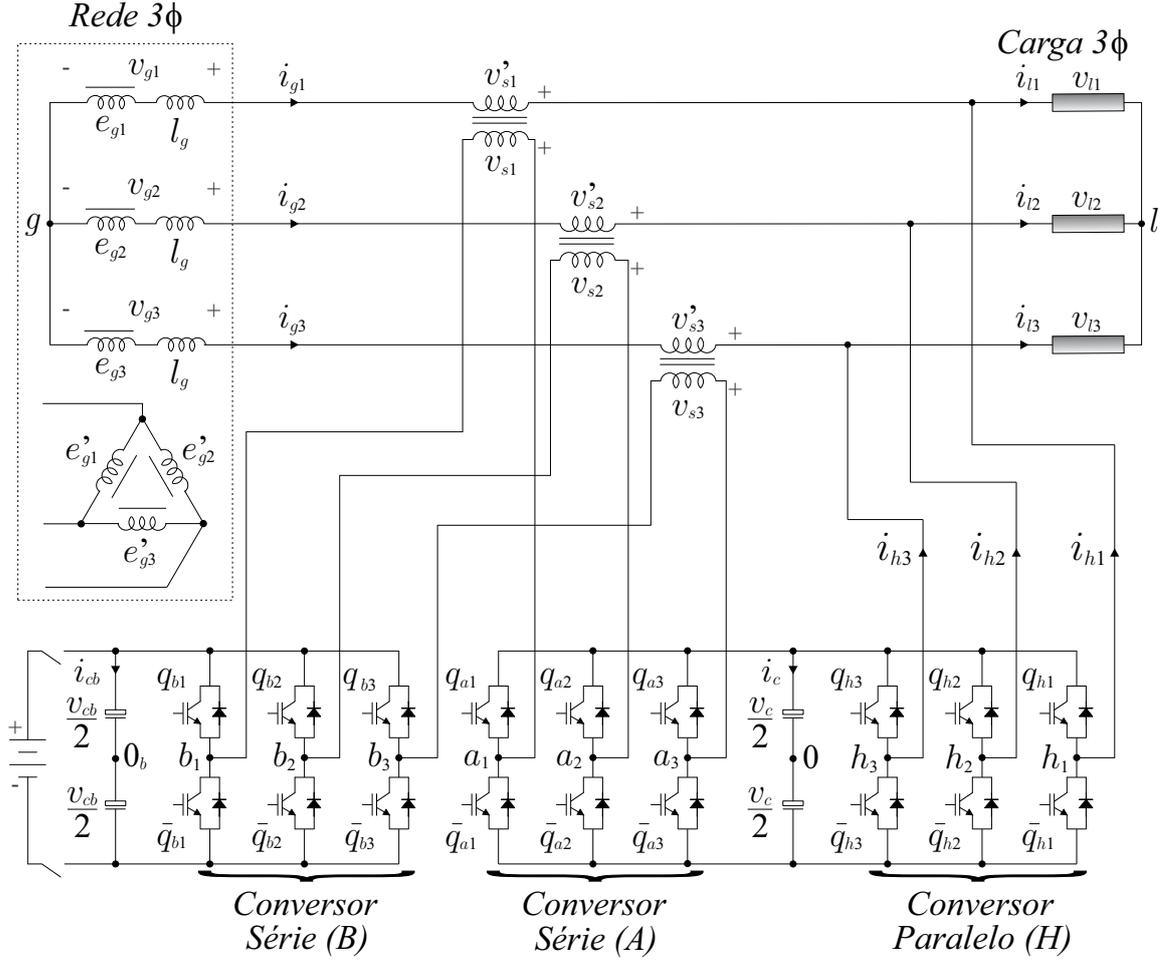


Figura 22 – FAP universal trifásico - Configuração III.

$$\mathbf{E}_g - (r_g + jx_g)\mathbf{I}_g + \mathbf{V}'_s - \mathbf{V}_l = 0, \quad (3.1)$$

$$\mathbf{V}_s = N_s \mathbf{V}'_s = \mathbf{V}_a - \mathbf{V}_b, \quad (3.2)$$

$$\mathbf{V}_h = \mathbf{V}_l \quad (3.3)$$

e

$$\mathbf{I}_g + \mathbf{I}_h - \mathbf{I}_l = 0, \quad (3.4)$$

em que:

$$\mathbf{E}_g = E_g(\cos(\theta_{e_g}) + j\text{sen}(\theta_{e_g})); \quad (3.5)$$

$$\mathbf{V}_l = V_l(\cos(\theta_{v_l}) + j\text{sen}(\theta_{v_l})); \quad (3.6)$$

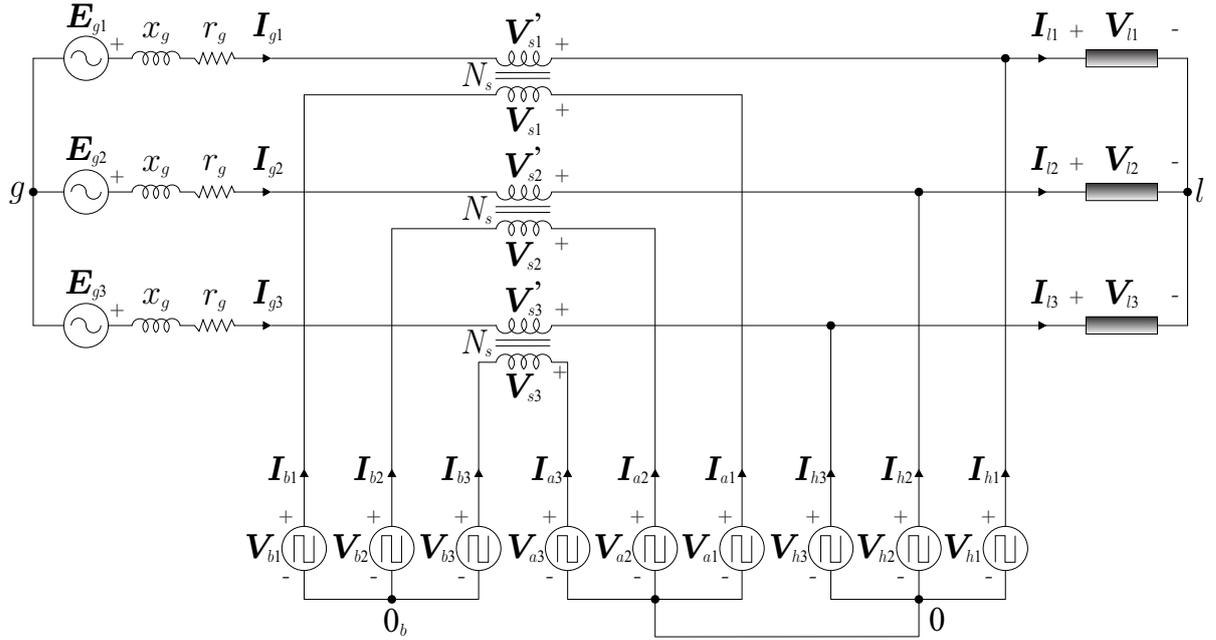


Figura 23 – Modelo do sistema para análise em regime permanente do FAP universal trifásico - Configuração III.

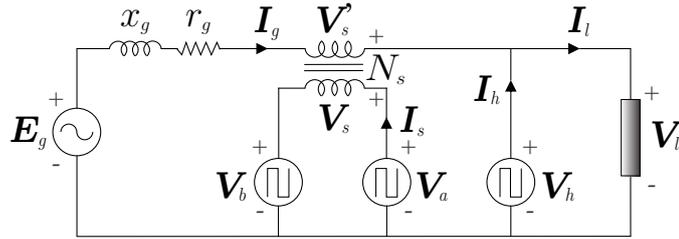


Figura 24 – Modelo monofásico do sistema para análise em regime permanente do FAP universal - Configuração III.

$$\mathbf{V}_h = V_h(\cos(\theta_{v_h}) + j\text{sen}(\theta_{v_h})); \quad (3.7)$$

$$\mathbf{V}_s = V_s(\cos(\theta_{v_s}) + j\text{sen}(\theta_{v_s})); \quad (3.8)$$

$$\mathbf{V}'_s = V'_s(\cos(\theta_{v_s}) + j\text{sen}(\theta_{v_s})); \quad (3.9)$$

$$\mathbf{V}_a = V_a(\cos(\theta_{v_a}) + j\text{sen}(\theta_{v_a})); \quad (3.10)$$

$$\mathbf{V}_b = V_b(\cos(\theta_{v_b}) + j\text{sen}(\theta_{v_b})); \quad (3.11)$$

$$\mathbf{I}_g = I_g(\cos(\theta_{i_g}) + j\text{sen}(\theta_{i_g})); \quad (3.12)$$

$$\mathbf{I}_s = I_s(\cos(\theta_{i_s}) + j\text{sen}(\theta_{i_s})); \quad (3.13)$$

$$\mathbf{I}_h = I_h(\cos(\theta_{i_h}) + j\text{sen}(\theta_{i_h})) \quad (3.14)$$

e

$$\mathbf{I}_l = I_l(\cos(\theta_{i_l}) + j\text{sen}(\theta_{i_l})). \quad (3.15)$$

Aplicando o balanço de potência, considerando um sistema monofásico, obtém-se a eq. (3.16) que é utilizada para se determinar o valor de  $I_g$ .

$$E_g I_g \cos(\theta_{i_g}) - r_g I_g^2 + P_b + P_a + P_h - P_{carga} = 0. \quad (3.16)$$

Substituindo a eq. (3.2) em (3.1), pode se determinar a tensão  $V_s$  em função do ângulo  $\theta_{v_l}$ :

$$V_s = \sqrt{V_{sd}^2 + V_{sq}^2}, \quad (3.17)$$

em que

$$V_{sd} = -N_s(E_g - r_g \cos(\theta_{i_g}) I_g + x_g \text{sen}(\theta_{i_g}) I_g - \cos(\theta_{v_l}) V_l) \quad (3.18)$$

e

$$V_{sq} = N_s(r_g \text{sen}(\theta_{i_g}) I_g + x_g \cos(\theta_{i_g}) I_g + \text{sen}(\theta_{v_l}) V_l). \quad (3.19)$$

A corrente  $I_s$  pode ser determinada pela eq. (3.20):

$$\mathbf{I}_s = \mathbf{I}_a = -\mathbf{I}_b = \frac{\mathbf{I}_g}{N_s}. \quad (3.20)$$

Fazendo uso da eq. (3.4), pode se determinar o valor de  $I_h$ :

$$I_h = \sqrt{I_l^2 + I_g^2 - 2I_l I_g \cos(\theta_{v_l} - \theta_{z_l} - \theta_{i_g})}. \quad (3.21)$$

Essas equações são utilizadas em simulações com o objetivo de se analisar o comportamento do sistema variando-se alguns parâmetros. Assim o FAP universal com capacitor flutuante pode ser dimensionado adequadamente para um melhor funcionamento. Nas próximas seções os resultados dessas simulações serão apresentados e analisados.

### 3.2.1.1 Comportamento do sistema variando-se a amplitude da tensão $E_g$

Os valores dos parâmetros utilizados na geração das curvas para a análise de regime permanente da configuração III estão presentes na Tabela 3.

Na Fig. 25 tem-se o comportamento da tensão série  $V_s$  e das correntes  $I_s$  e  $I_h$  em função do ângulo da carga  $\theta_{v_l}$  para diferentes valores da tensão  $E_g$ . Na Fig. 25(a) pode-se notar que para valores do ângulo na carga ( $\theta_{v_l}$ ) próximos de zero tem-se menores amplitudes da tensão série  $V_s$ . Para uma tensão  $E_g = 1,0 pu$ , percebe-se que a amplitude da tensão  $V_s$  é nula, para o caso em que o ângulo  $\theta_{v_l}$  é igual a  $0^\circ$ , isso ocorre pois a tensão na carga para essa análise foi mantida em  $V_l = 1,0 pu$  e portanto o filtro série não necessita realizar uma compensação de tensão. Quanto mais distante de  $1,0 pu$  for o valor de  $E_g$  e quanto mais distante de  $0^\circ$  for o ângulo da carga  $\theta_{v_l}$ , maior será a amplitude da tensão  $V_s$ .

Tabela 3 – Parâmetros utilizados na simulação em regime permanente para a configuração III.

Parâmetro	Valor ( $pu$ )	Descrição
$E_g$	1,0	considerando a ausência de afundamento/sobretensão potência aparente na carga
$S_l$	1,0	
$f_{p_l}$	0,8	fator de potência na carga (indutivo)
$P_a$	0,025	2,5% de perda
$P_b$	0,025	2,5% de perda
$P_h$	0,05	5% de perda
$N_s$	1,0	relação de espiras do transformador
$r_g$	0,01	resistência na rede
$x_g$	0,1	reatância indutiva na rede

Na Fig. 25(b) percebe-se que a corrente série ( $I_s$ ) não varia com o ângulo da carga ( $\theta_{v_l}$ ), sua amplitude varia inversamente com a tensão  $E_g$ . Isso ocorre pois a corrente  $I_s$  corresponde à corrente na rede  $I_g$  multiplicada pelo inverso da relação de espiras ( $1/N_s$ ) do transformador de isolamento. Como a corrente  $I_g$  diminui quando a tensão  $E_g$  aumenta e cresce quando a tensão  $E_g$  diminui, a corrente  $I_s$  se comporta da mesma forma.

Na Fig. 25(c) pode se notar que para valores do ângulo da tensão na carga ( $\theta_{v_l}$ ) próximos de  $30^\circ$  tem-se menores amplitudes para a corrente do filtro paralelo ( $I_h$ ). Percebe-se, também, que para valores de  $\theta_{v_l}$  muito distantes de zero, a corrente varia inversamente com a tensão  $E_g$ . Para  $\theta_{v_l}$  próximo de  $30^\circ$  a corrente varia proporcionalmente com a tensão  $E_g$  e para  $\theta_{v_l}$  bem próximo de zero tem-se quase a mesma amplitude para a corrente no conversor paralelo ( $I_h$ ) independente do valor da tensão  $E_g$ .

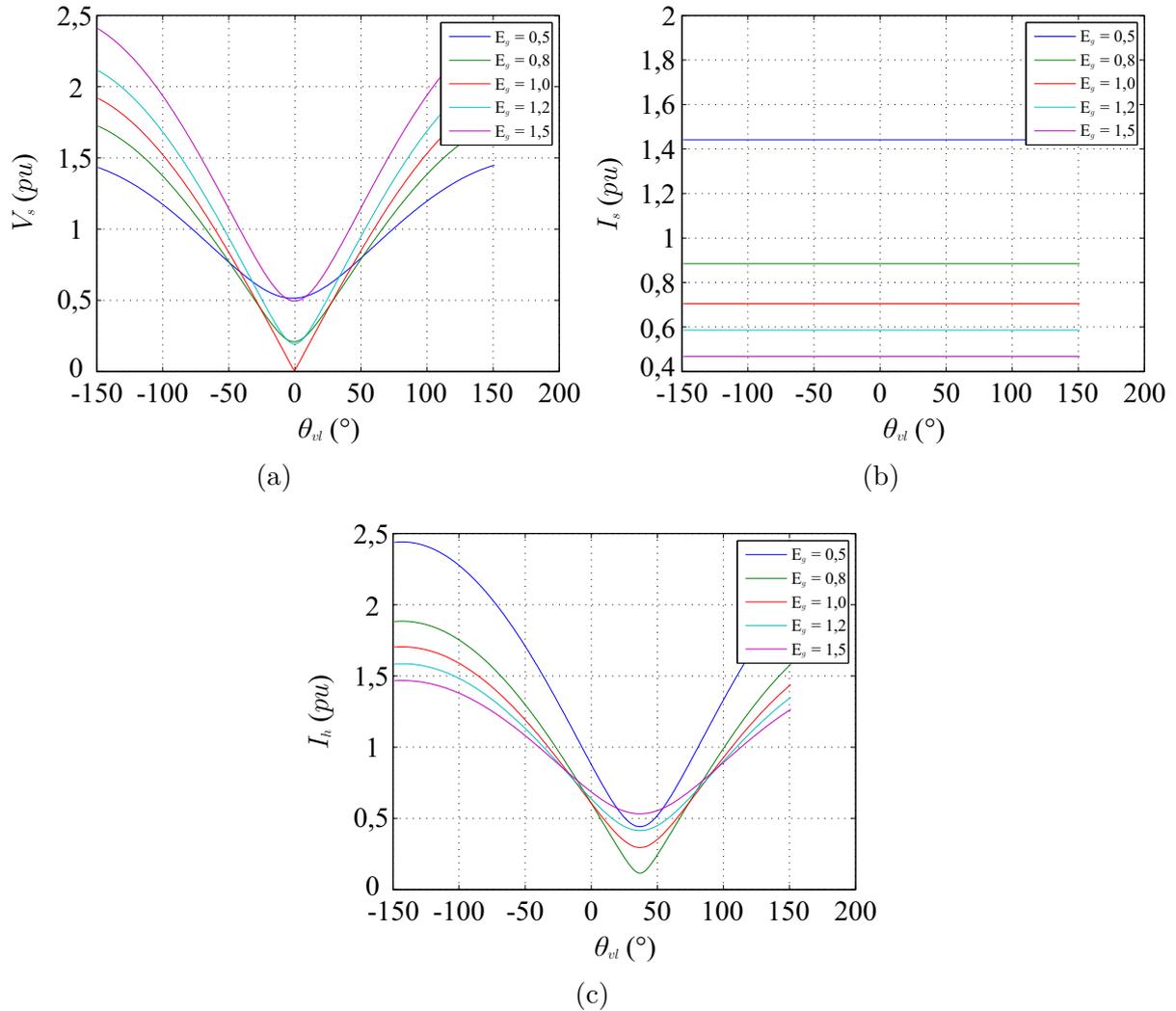


Figura 25 – Comportamento do sistema variando-se a tensão  $E_g$ . (a) Tensão série  $V_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ . (b) Corrente série  $I_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ . (c) Corrente paralela  $I_h$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ .

### 3.2.1.2 Comportamento do sistema variando-se a relação de espiras $N_s$ do transformador de isolamento

Na Fig. 26 são ilustrados os gráficos do comportamento da tensão ( $V_s$ ) e da corrente ( $I_s$ ) no conversor série em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ . Para essa análise, a tensão  $E_g$  foi mantida em  $0,5 pu$  e utilizou-se valores para a relação de espiras do transformador de  $N_s > 1$  e  $N_s < 1$ . A escolha de  $E_g = 0,5 pu$  é devido a restrições na montagem experimental, em que havia apenas transformadores com relações de espiras  $N_s = 2$  ou  $N_s = 4$ . Foi necessário, então, um afundamento maior na tensão da rede ( $E_g$ ) para que a tensão no conversor série ( $V_s$ ) tenha uma maior amplitude, afim de evitar um índice de modulação muito baixo.

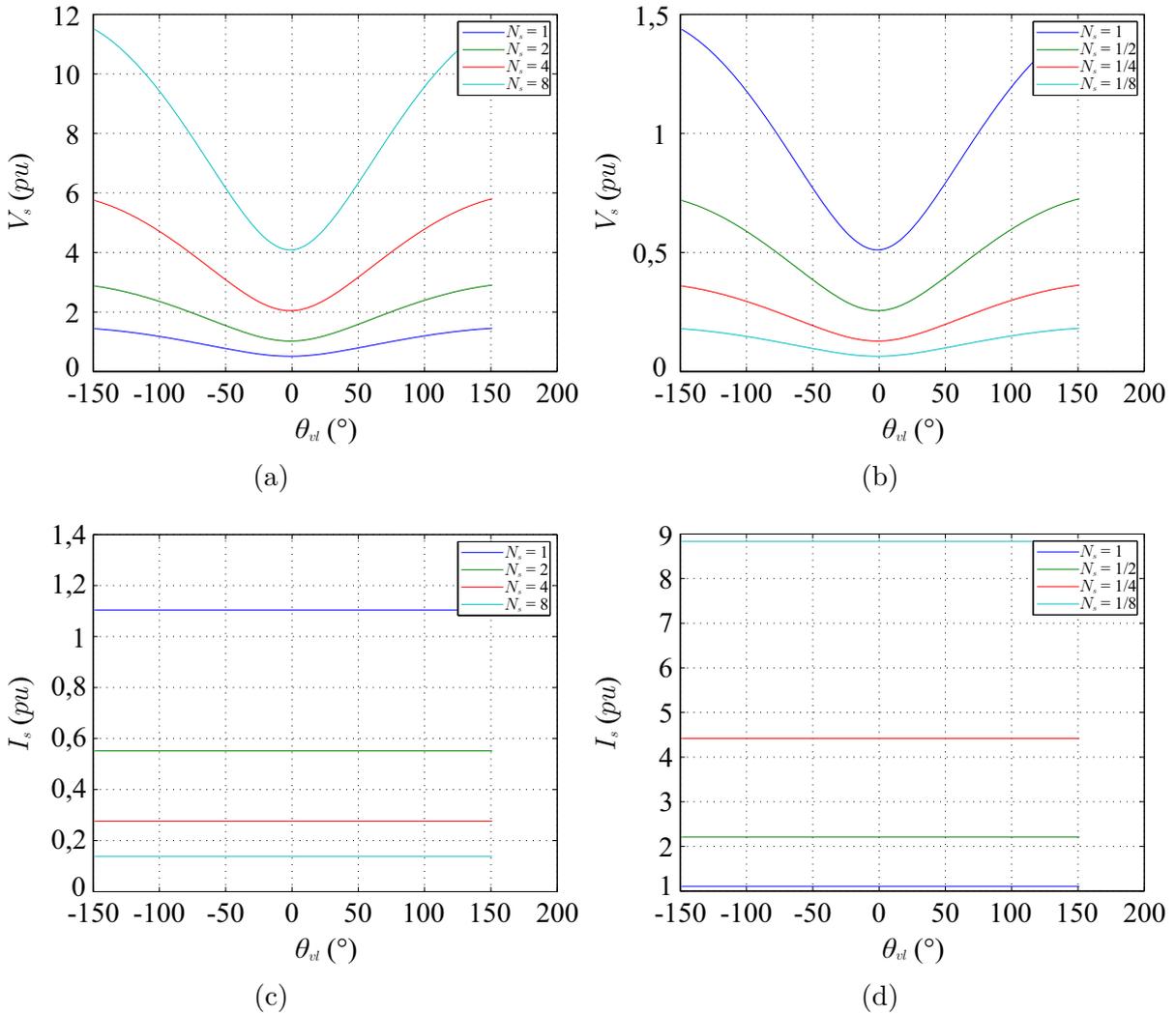


Figura 26 – Comportamento do sistema variando-se a relação de espiras do transformador  $N_s$ . (a) Tensão série  $V_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$  para  $N_s > 1$ . (b) Tensão série  $V_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$  para  $N_s < 1$ . (c) Corrente série  $I_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$  para  $N_s > 1$ . (d) Corrente série  $I_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$  para  $N_s < 1$ .

Na Fig. 26 nota-se que para valores de  $N_s < 1$  obtém-se menores amplitudes para a tensão série  $V_s$ , enquanto que para  $N_s > 1$  a amplitude de  $V_s$  aumenta. Portanto, a tensão série  $V_s$  varia proporcionalmente com a relação de espiras do transformador de isolamento ( $N_s$ ). Já a corrente série  $I_s$  comporta-se de forma inversa com relação a tensão  $V_s$  para variações de  $N_s$ .

A Fig. 27 ilustra os gráficos do comportamento da corrente no conversor paralelo  $I_h$ . Ela não sofre alteração para variações da relação de espiras do transformador  $N_s$ , uma vez que a tensão na carga é imposta diretamente pelo conversor paralelo  $H$  e a tensão  $V_h$  não sofre alterações em sua amplitude ao se variar  $N_s$ .

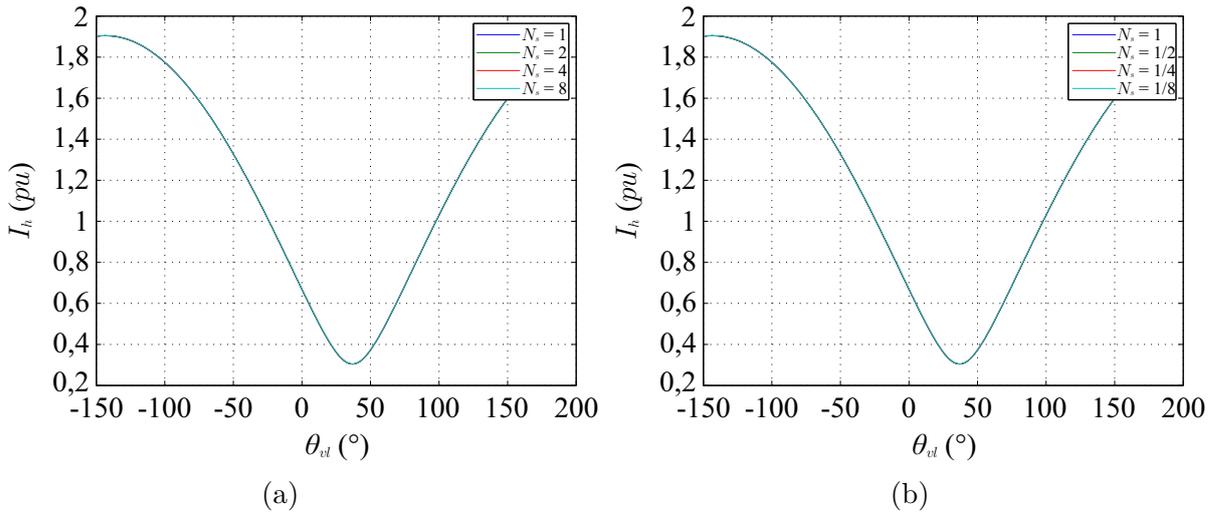


Figura 27 – Comportamento do sistema variando-se a relação de espiras do transformador  $N_s$ . (c) Corrente série  $I_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{v_l}$  para  $N_s > 1$ . (d) Corrente série  $I_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{v_l}$  para  $N_s < 1$ .

### 3.2.1.3 Comportamento do sistema variando-se a carga

No FAP universal, a corrente  $I_g$  é afetada pela potência ativa da carga devido à imposição do fator de potência da fonte. Na Fig. 28 tem-se a tensão série  $V_s$  e as correntes  $I_s$  e  $I_h$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{v_l}$  para variações no fator de potência da carga ( $f_{pl}$ ) mantendo-se a potência aparente da mesma em  $1,0 pu$ . Para essa simulação foram consideradas cargas com fatores de potência de: 0,4; 0,6; 0,8 e 1,0 indutivos, tensão  $E_g = 1,0 pu$  e relação de espiras  $N_s = 1,0$ .

Observando a Fig. 28(a) nota-se que a tensão série  $V_s$  não varia consideravelmente com o fator de potência na carga. Já para a Fig. 28(b) percebe-se que a corrente varia proporcionalmente, portanto, as perdas no conversor  $S$  aumentam à medida que se aumenta tal parâmetro. Na Fig. 28(c) pode-se notar uma considerável variação na corrente do conversor paralelo  $I_h$ , isso ocorre pois o filtro paralelo deve fornecer uma corrente tal que anule os reativos da corrente na carga, portanto mudanças na carga afetam a amplitude da corrente  $I_h$ .

Na Fig. 29 tem-se a tensão série  $V_s$  e as correntes  $I_s$  e  $I_h$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{v_l}$ , para variações na potência aparente na carga ( $S_l$ ) e mantendo-se o fator de potência da mesma em 0,8 indutivo. Para essa simulação foram consideradas cargas com potência aparente de: 0,5; 0,8; 1,0; 1,2 e 1,5 pu, tensão  $E_g = 1,0 pu$  e relação de espiras  $N_s = 1,0$ .

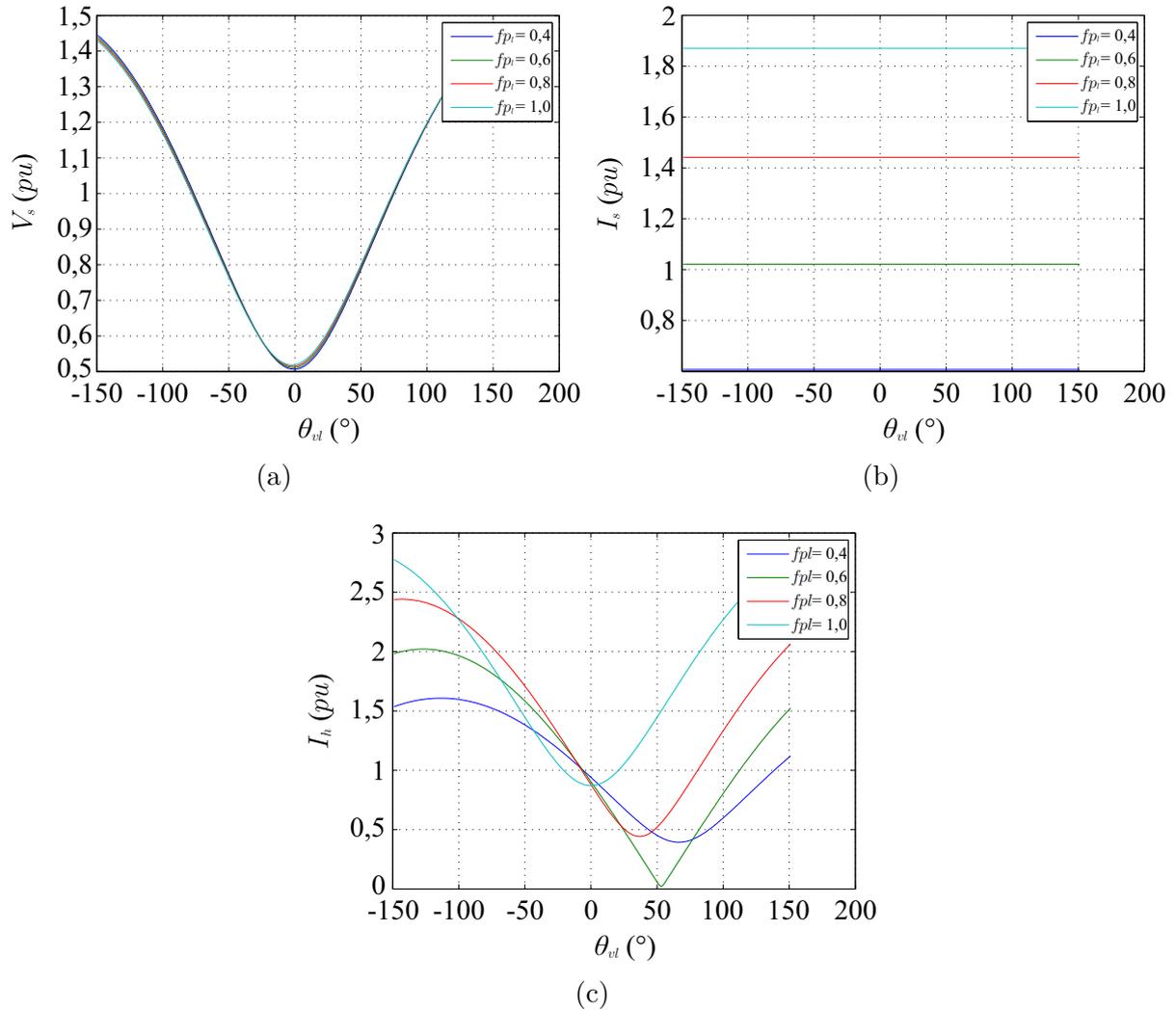


Figura 28 – Comportamento do sistema variando-se o fator de potência na carga  $fp_l$ . (a) Tensão série  $V_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ . (b) Corrente série  $I_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ . (c) Corrente paralela  $I_h$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ .

A mesma análise feita anteriormente para variações no fator de potência da carga pode ser feita observando-se a Fig. 29 para variações da potência aparente na carga, tendo em vista que a tensão série  $V_s$  e as correntes  $I_s$  e  $I_h$  se comportam de forma semelhante.

### 3.2.2 Modelo do sistema do FAP universal - Configuração III

O modelo do sistema pode ser visto na Fig. 30. Consiste em uma rede que gera as tensões  $e_{gk}$ , uma carga  $Z_l$  e o filtro universal. O sistema pode ser representado no domínio do tempo pelas eqs. (3.22) à (3.27).

$$v_{gk} + v'_{sk} - v_{lk} + v_{gl} = 0, \quad (3.22)$$

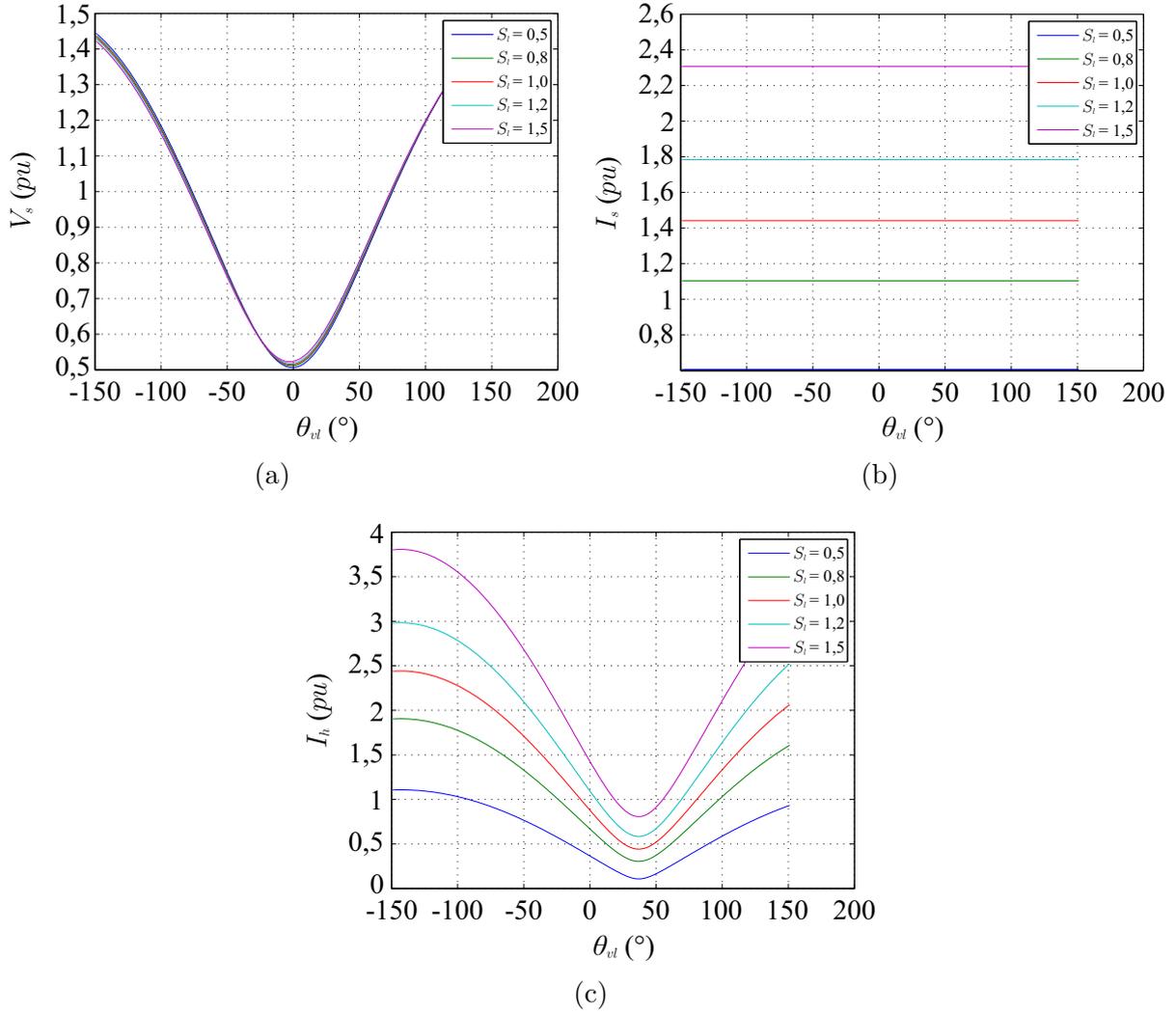


Figura 29 – Comportamento do sistema variando-se a potência aparente na carga  $S_l$ . (a) Tensão série  $V_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ . (b) Corrente série  $I_s$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_{vl}$ . (c) Corrente paralela  $I_h$  em função do ângulo da tensão na carga  $\theta_l$ .

$$v_{gk} = e_{gk} - (r_g + l_g p) i_{gk}, \quad (3.23)$$

$$v'_{sk} = N_s (v_{ak0} - v_{bk0_b} - v_{0_b0}), \quad (3.24)$$

$$v_{sk} = v_{ak0} - v_{bk0_b} - v_{0_b0}, \quad (3.25)$$

$$v_{lk} = v_{hk0} - v_{l0} \quad (3.26)$$

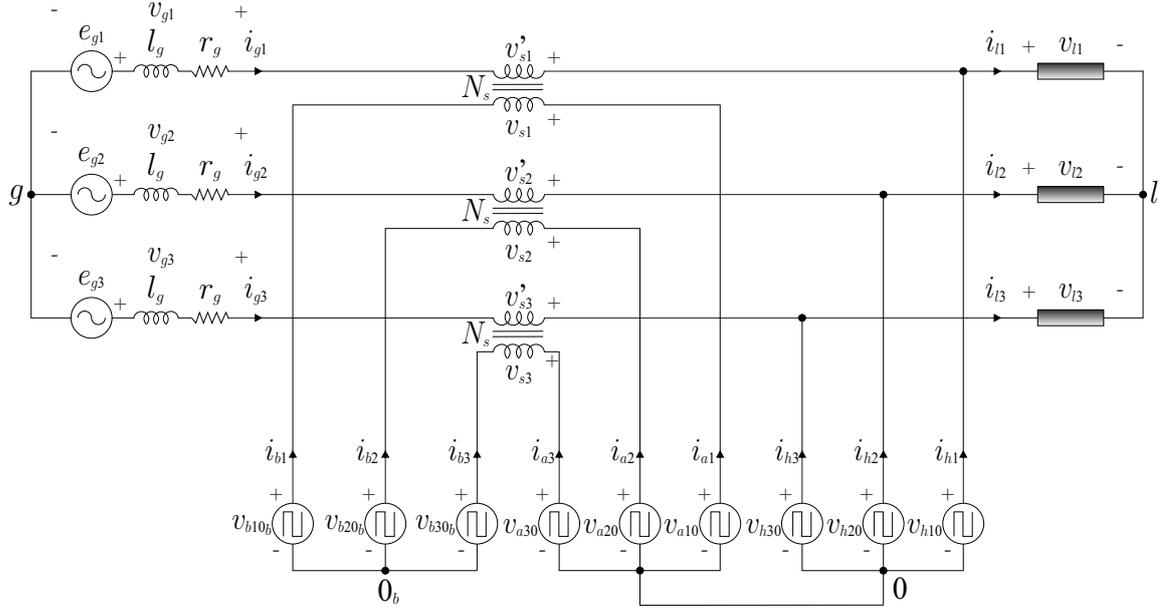


Figura 30 – Modelo do sistema para análise das equações no domínio do tempo do FAP universal - Configuração III.

e

$$i_{gk} = i_{lk} - i_{hk}, \quad (3.27)$$

em que  $p = d/dt$ ,  $k = 1, 2, 3$ ,  $v'_{sk}$  é a tensão no lado primário do transformador série,  $N_s$  é a relação de espiras do transformador série,  $v_{lk}$  é a tensão na carga,  $v_{gl}$  é a tensão de neutro entre a rede (ponto  $g$ ) e a carga (ponto  $l$ ),  $v_{0_b,0}$  é a tensão de neutro entre os conversores  $B$  (ponto  $0_b$ ) e  $A$  (ponto  $0$ ),  $v_{l0}$  é a tensão de neutro entre a carga (ponto  $l$ ) e o conversor paralelo  $H$  (ponto  $0$ ) e  $v_{hk0}$ ,  $v_{ak0}$  e  $v_{bk0_b}$  são as tensões de pólo dos conversores  $H$ ,  $A$  e  $B$ , respectivamente. Essas tensões podem ser expressas por:

$$v_{hk0} = (2q_{hk} - 1) \frac{v_c}{2}; \quad (3.28)$$

$$v_{ak0} = (2q_{ak} - 1) \frac{v_c}{2} \quad (3.29)$$

e

$$v_{bk0_b} = (2q_{bk} - 1) \frac{v_{cb}}{2}. \quad (3.30)$$

Para se reduzir a distorção harmônica total (THD), a configuração III pode operar com uma fonte de tensão CC auxiliar no barramento do conversor  $B$  (ver Fig. 22). Isso diminui o pulso de níveis causados pela estratégia de controle, como será visto nas próximas seções.

### 3.2.3 Estratégia de modulação por largura de pulso - PWM

Para a configuração III, a técnica de PWM utilizada foi a estratégia *level-shifted* para a modulação por largura de pulso (LSPWM).

Foi considerado que as tensões de barramentos nos conversores da configuração III são diferentes ( $v_{cb} \neq v_c$ ) e foram analisados os possíveis níveis para a tensão série  $v_{sk}$ , esses níveis estão representados no diagrama da Fig. 31, em que  $v_{cm} = (v_c + v_{cb})/2$ ,  $v_{cn} = (v_c - v_{cb})/2$  e  $v_{sk}$  assume os valores:

$$v_{sk} = \begin{cases} \{v_{cn}, v_{cm}\}, & \text{se } v_{sk}^* \geq v_{cn} \\ \{-v_{cn}, v_{cn}\}, & \text{se } -v_{cn} < v_{sk}^* < v_{cn} \\ \{-v_{cm}, -v_{cn}\}, & \text{se } v_{sk}^* \leq -v_{cn} \end{cases} \quad (3.31)$$

Uma vez definido o valor da tensão série  $v_{sk}^*$  é necessário determinar o valor da tensão de referência  $v_{0b0}^*$  que satisfaça as relações (3.32) à (3.34)

$$v_{0b0max}^* = v_{cm}^* - \max(V_s^*), \quad (3.32)$$

$$v_{0b0min}^* = -v_{cm}^* - \min(V_s^*) \quad (3.33)$$

e

$$v_{0b0min}^* \leq v_{0b0}^* \leq v_{0b0max}^*, \quad (3.34)$$

em que  $v_{cm}^* = (v_c^* + v_{cb}^*)/2$  e  $V_s^* = \{v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*\}$ .

A escolha normalizada da variável auxiliar ( $v_{0b0}^*$ ) obedecendo tais limites, pode ser fornecida introduzindo o parâmetro  $\mu_{0b0}^*$  ( $0 \leq \mu_{0b0}^* \leq 1$ ) para a variável auxiliar, definida como

$$v_{0b0}^* = \mu_{0b0}^* v_{0b0max}^* + (1 - \mu_{0b0}^*) v_{0b0min}^*. \quad (3.35)$$

Com o valor da tensão  $v_{sk}^*$  determinado, pode se calcular o tempo de aplicação das chaves, as quais são definidas de acordo com os diagramas da Fig. 32.

Com a tensão  $v_{0b0}^*$  determinada, a tensão  $v_{sk}^*$  é comparada com uma portadora triangular apropriada, ou seja, para  $v_{sk}^* \geq v_{cn}$  a portadora varia entre  $v_{cn}$  e  $v_{cm}$ ; para  $-v_{cn} < v_{sk}^* < v_{cn}$  a portadora varia entre  $-v_{cn}$  e  $v_{cn}$ ; para  $v_{sk}^* \leq -v_{cn}$  a portadora varia entre  $-v_{cm}$  e  $-v_{cn}$ . Portanto, três portadoras são definidas:  $v_{\Delta s1}$ ,  $v_{\Delta s2}$  e  $v_{\Delta s3}$ . Existe ainda

$$\begin{array}{cccc}
 v_{sk} = -v_{cm} & v_{sk} = -v_{cn} & \mathbf{0} & v_{sk} = v_{cn} & v_{sk} = v_{cm} \\
 * \cdots \cdots \cdots * & * \cdots \cdots \cdots * \\
 q_{bk} = 1 & q_{bk} = 0 & q_{bk} = 1 & q_{bk} = 0 & \\
 q_{ak} = 0 & q_{ak} = 0 & q_{ak} = 1 & q_{ak} = 1 & 
 \end{array}$$

 Figura 31 – Níveis de tensão para a tensão série  $v_{sk}$  no FAP universal - Configuração III.

a possibilidade de pular níveis com o intuito de melhorar o fluxo de potência entre os conversores  $A$  e  $B$ , então, mais duas portadoras são definidas,  $v_{\Delta_{s4}}$  e  $v_{\Delta_{s5}}$ , tal que:

$$v_{cn} \leq v_{\Delta_{s1}} \leq v_{cm}; \quad (3.36)$$

$$-v_{cn} \leq v_{\Delta_{s2}} \leq v_{cn}; \quad (3.37)$$

$$-v_{cm} \leq v_{\Delta_{s3}} \leq -v_{cn}; \quad (3.38)$$

$$-v_{cn} \leq v_{\Delta_{s4}} \leq v_{cm} \quad (3.39)$$

e

$$-v_{cm} \leq v_{\Delta_{s5}} \leq v_{cn}. \quad (3.40)$$

com todas as portadoras em fase e com frequência dada por  $f_{\Delta} = 1/T_{\Delta}$ , em que  $T_{\Delta}$  é o período da portadora. A comparação de  $v_{sk}^*$  com as portadoras ( $v_{\Delta_{s1}}$ ,  $v_{\Delta_{s2}}$ ,  $v_{\Delta_{s3}}$ ,  $v_{\Delta_{s4}}$  e  $v_{\Delta_{s5}}$ ) gera os pulsos para os conversores em que o valor médio da tensão de saída  $v_{sk}$  será  $v_{sk}^*$ .

Para o conversor paralelo, tem-se as tensões de pólo dadas por

$$v_{h10}^* = v_{l1}^* + v_{l0}^*, \quad (3.41)$$

$$v_{h20}^* = v_{l2}^* + v_{l0}^*, \quad (3.42)$$

$$v_{h30}^* = v_{l3}^* + v_{l0}^*, \quad (3.43)$$

em que  $v_{lk}^*$  são as tensões de referência na carga e  $v_{l0}^*$  é a tensão auxiliar de referência. Para gerar uma tensão média igual a  $v_{lk}^*$  ao longo de um tempo de amostragem ( $T_s$ ), a tensão

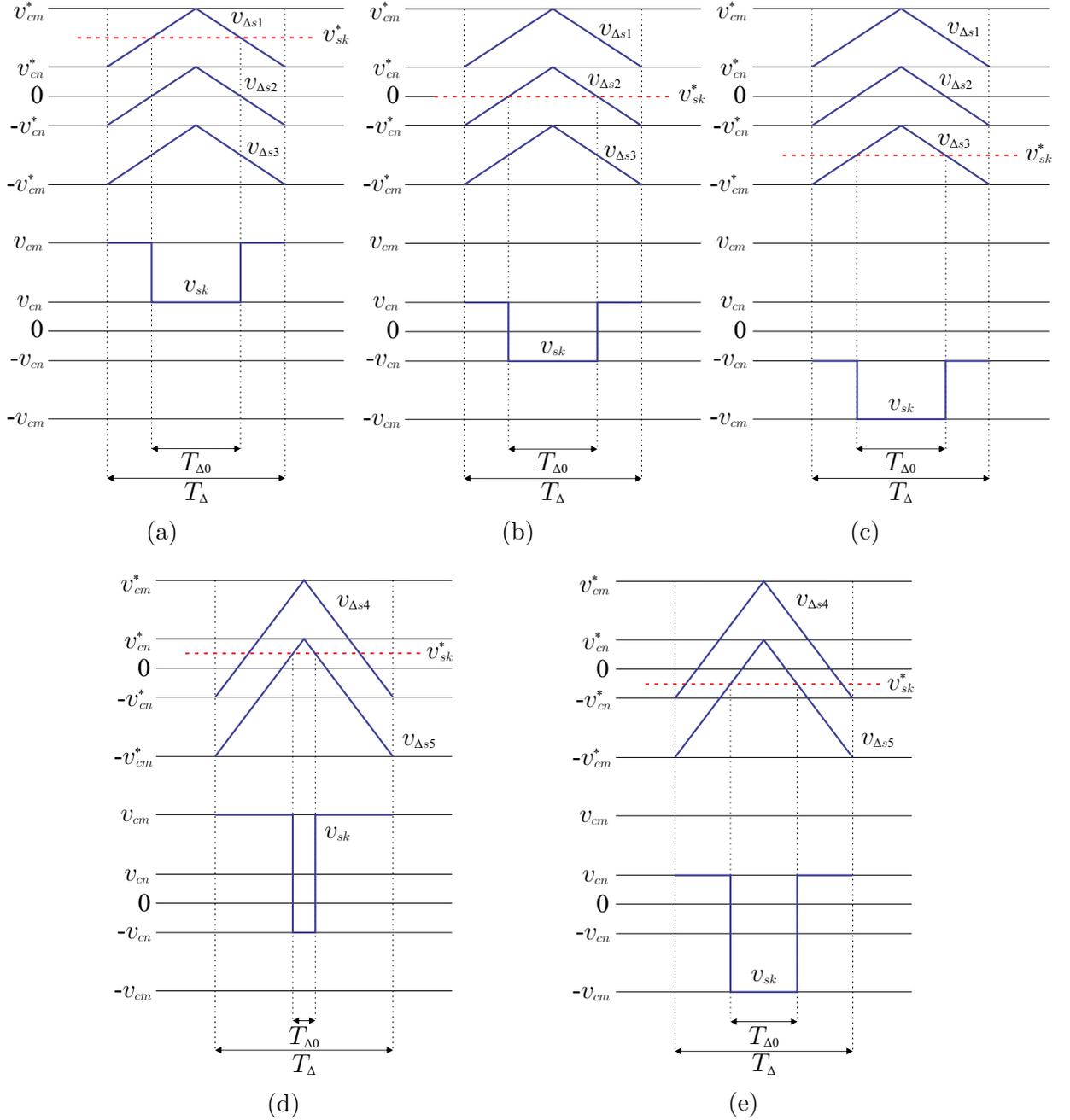


Figura 32 – Técnica de chaveamento do LSPWM para a configuração III - Portadoras  $v_{\Delta s1}$ ,  $v_{\Delta s2}$ ,  $v_{\Delta s3}$ ,  $v_{\Delta s4}$  e  $v_{\Delta s5}$ . (a) Para  $v_{cn}^* \leq v_{sk}^* \leq v_{cm}^*$ . (b) Para  $-v_{cn}^* \leq v_{sk}^* \leq v_{cn}^*$ . (c) Para  $-v_{cm}^* \leq v_{sk}^* \leq -v_{cn}^*$ . (d) Para  $0 \leq v_{sk}^* \leq v_{cn}^*$ . (e) Para  $-v_{cn}^* \leq v_{sk}^* \leq 0$ .

auxiliar  $v_{l0}^*$  deve ser escolhida. A tensão de pólo de referência  $v_{hk0}^*$  assume dois valores definidos como  $v_{hk0}^* = \pm v_c^*/2$ , em que  $v_c^*$  é a referência da tensão no barramento para os conversores  $H$  e  $A$ . A tensão  $v_{l0}^*$  deve ser escolhida obedecendo os limites nas relações

$$v_{l0max}^* = v_c^*/2 - \max\{v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^*\}, \quad (3.44)$$

$$v_{l0min}^* = -v_c^*/2 - \min\{v_{l1}^*, v_{l2}^*, v_{l3}^*\}, \quad (3.45)$$

$$v_{l0min}^* \leq v_{l0}^* \leq v_{l0max}^*. \quad (3.46)$$

A escolha normalizada da variável auxiliar ( $v_{l0}^*$ ) satisfazendo esses limites pode ser fornecida introduzindo-se um parâmetro  $\mu_{l0}^*$  ( $0 \leq \mu_{l0}^* \leq 1$ ) para a variável auxiliar definida como

$$v_{l0}^* = \mu_{l0}^* v_{l0max}^* + (1 - \mu_{l0}^*) v_{l0min}^*. \quad (3.47)$$

Para que o barramento CC no conversor com capacitor flutuante ( $B$ ) trabalhe com potência média nula, a tensão  $v_{sk}$  deve ter um índice de modulação aproximadamente  $m = 0,82$ . Esse valor foi calculado com uma simulação no MatLab® em que a tensão série  $v_{sk}$  foi distribuída entre os conversores  $B$  e  $A$ , utilizando-se a estratégia LSPWM. O índice de modulação  $m$  foi sendo gradualmente reduzido até que a potência média do conversor  $B$  se tornasse nula.

### 3.2.4 Sistema de controle - Configuração III

O FAP universal (configuração III) regula a tensão na carga e a corrente na fonte. Portanto é necessário determinar a expressão da tensão na carga e da corrente na fonte em função dos parâmetros do circuito.

Substituindo a eq. (3.23) na eq. (3.22) e aplicando a Transformada de Laplace na equação resultante e na equação (3.27) tem-se:

$$E_g(s) = (r_g + l_g s) I_g(s) - V_s'(s) + V_l(s) = 0 \quad (3.48)$$

e

$$I_h(s) = I_l(s) - I_g(s). \quad (3.49)$$

Como na configuração III não se tem o filtro passivo no conversor paralelo  $H$  como ocorria na configuração I e II, a tensão na carga é imposta diretamente por esse conversor, portanto:

$$V_l(s) = V_h(s). \quad (3.50)$$

Substituindo a eq. (3.50) na eq. (3.48):

$$E_g(s) = (r_g + l_g s)I_g(s) - \frac{1}{N_s}V_s(s) + V_h(s), \quad (3.51)$$

evidenciando  $I_g(s)$ , obtém-se a expressão para a corrente:

$$I_g(s) = H(s)V_s(s) - G(s)V_h(s) + G(s)E_g(s). \quad (3.52)$$

em que

$$H_g(s) = \frac{1}{N_s(l_g s + r_g)} \quad (3.53)$$

e

$$G_g(s) = \frac{1}{l_g s + r_g}. \quad (3.54)$$

Observando a expressão (3.52), nota-se que a corrente depende dos termos  $V_s(s)$  e  $V_h(s)$  de forma semelhante, portanto, do ponto de vista de controle, a corrente  $I_g(s)$  comporta-se do mesmo modo para  $V_s(s)$  e  $V_h(s)$  e o termo dependente de  $E_g(s)$  é considerado uma perturbação a ser compensada. Já analisando a expressão (3.50), percebe-se que a tensão na carga  $V_l(s)$  é dependente apenas da tensão paralela  $V_h(s)$ . Portanto, como a tensão  $V_h(s)$  é utilizada para se determinar a tensão na carga, o controle da corrente  $I_g(s)$  deverá ser feito através da tensão  $V_s(s)$ .

Para a configuração III tem-se o diagrama de controle que pode ser observado na Fig. 34. A tensão no barramento CC de maior magnitude ( $v_c$ ) é regulada através do controlador  $R_c$ , cuja saída é a amplitude da corrente de referência na rede ( $I_g^*$ ). Para se ter o controle do fator de potência, a corrente de referência instantânea  $i_{gk}^*$  deve ser sincronizada com as tensões na rede ( $e_{gk}$ ). Esse sincronismo é obtido através dos blocos  $Syn - g$  e  $Gen - g$ . O ângulo de saída  $\theta_{e_g}$  do bloco  $Syn - g$  indica a fase instantânea da tensão  $e_g$ . Com a determinação do ângulo para sincronismo e a amplitude de  $I_g^*$ , a corrente  $i_{gk}^*$  é gerada pelo bloco  $Gen - g$ . Desta forma, compensa-se a potência reativa e a demanda de harmônicos na carga. O controlador  $R_g$  é responsável por definir a tensão de referência  $v_{sk}^*$ . O bloco  $Gen - l$  gera a tensão de referência  $v_{lk}^*$  sincronizada com a tensão  $e_{gk}$ .

O bloco  $R_{cb}$ , quando o capacitor flutuante é utilizado no barramento CC, realiza o controle por histerese da tensão do barramento de menor magnitude ( $v_{cb}$ ). Esse bloco fornece um parâmetro  $\gamma$  que pode assumir os valores 1 ou 0 de acordo com a necessidade de carga ou descarga da tensão no barramento  $v_{cb}$ . Para um modo de carregamento ( $\gamma = 1$ ),

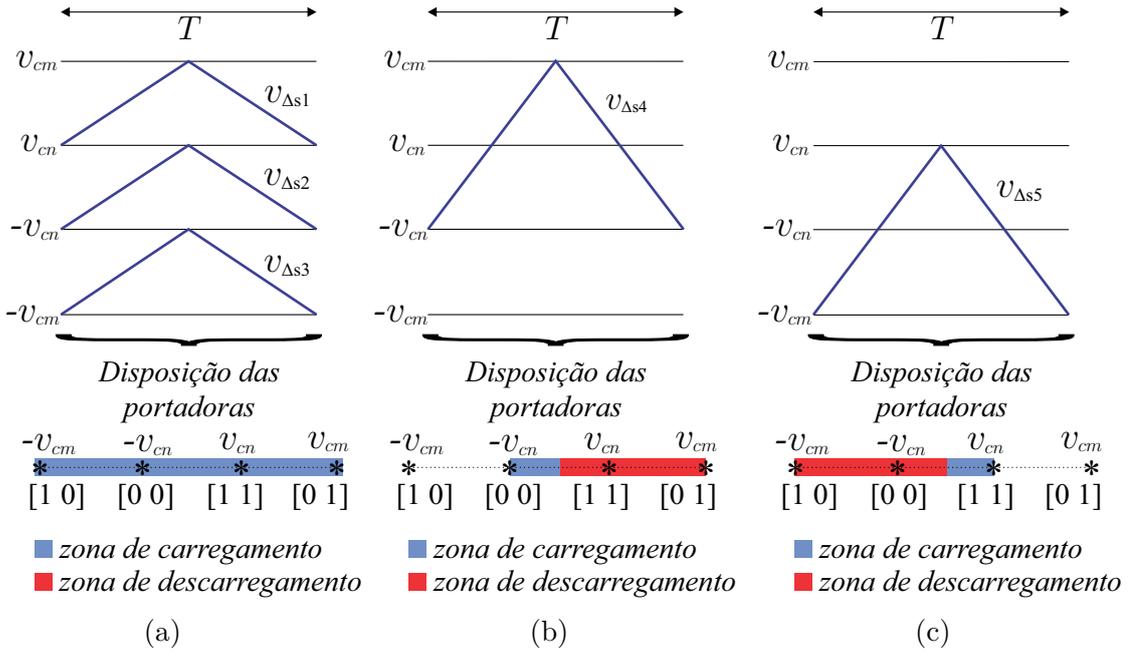


Figura 33 – Níveis de acordo com o estado de chaveamento  $[q_{bk}, q_{ak}]$ , da configuração III para operação com potência nula em um barramento CC com  $v_c = 2v_{cb}$ . Correntes  $i_{gk}$  possuem o mesmo sinal que  $v_{sk}$ . (a) Carregamento para  $-v_{cm} \leq v_{sk} \leq v_{cm}$ . (b) Descarregamento para  $0 \leq v_{sk} \leq v_{cm}$  e carregamento para  $-v_{cn} \leq v_{sk} \leq 0$ . (c) Descarregamento para  $-v_{cm} \leq v_{sk} \leq 0$  e carregamento para  $0 \leq v_{sk} \leq v_{cn}$ .

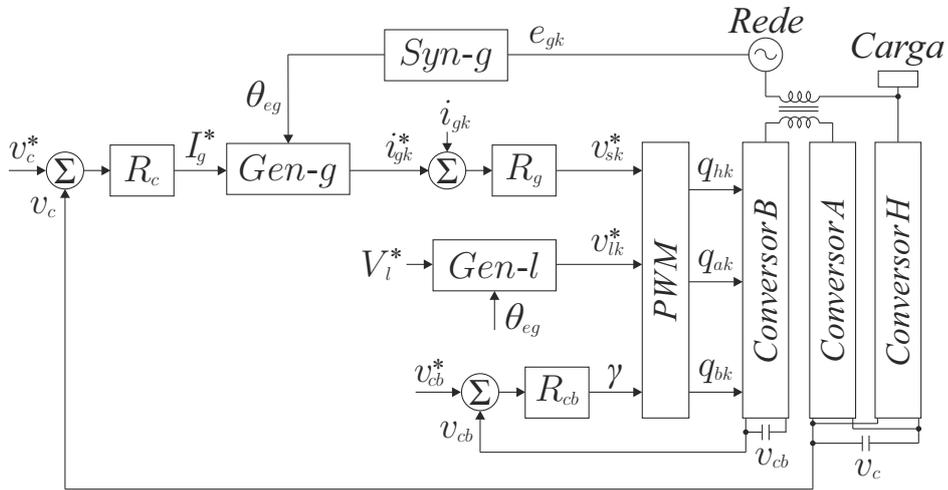


Figura 34 – Diagrama de controle do FAP universal com capacitor flutuante.

a tensão de referência ( $v_{sk}^*$ ) é comparada com portadoras específicas para cada intervalo descrito na Fig. 33, o mesmo é feito para um modo de descarregamento ( $\gamma = 0$ ). As condições consideradas para o carregamento ou descarregamento do capacitor flutuante no barramento CC é resumido como:

- Para  $v_{sk}^* \geq 0$  e  $i_{gk} \geq 0$ :

- se  $v_{sk}^*$  está no intervalo  $\{v_{cn}, v_{cm}\}$ , é comparado com  $v_{\Delta_{s1}}$  para carregamento e  $v_{\Delta_{s4}}$  para descarregamento;
- se  $v_{sk}^*$  está no intervalo  $\{0, v_{cn}\}$ , é comparado com  $v_{\Delta_{s2}}$  para carregamento e  $v_{\Delta_{s4}}$  para descarregamento.

- Para  $v_{sk}^* < 0$  e  $i_{gk} \geq 0$ :

- se  $v_{sk}^*$  está no intervalo  $\{-v_{cn}, 0\}$ , é comparado com  $v_{\Delta_{s5}}$  para carregamento e  $v_{\Delta_{s2}}$  para descarregamento;
- se  $v_{sk}^*$  está no intervalo  $\{-v_{cm}, -v_{cn}\}$ , é comparado com  $v_{\Delta_{s5}}$  para carregamento e  $v_{\Delta_{s3}}$  para descarregamento.

Para  $i_{gk} < 0$  uma lógica invertida deve ser considerada.

É importante observar que na Fig. 33(a) as descrições para  $v_{cn} \leq v_{sk} \leq v_{vm}$  e  $-v_{cm} \leq v_{sk} \leq -v_{cn}$  é somente valida se a tensão gerada pelo controle é suficiente menor do que a máxima tensão. Caso contrário, uma operação de descarregamento será estabelecida ao invés do carregamento.

### 3.3 FAP universal - Configuração IV

A configuração IV do FAP universal é composta por dois conversores séries e um conversor paralelo compartilhando um mesmo barramento CC. O sistema pode ser visto na Fig. 35. Nessa estrutura existe um conversor do tipo fonte de tensão com nove braços que compõe os filtros ativos ( $B$ ,  $A$  e  $H$ ). Os conversores  $B$  e  $A$  são conectados em série através de transformadores de isolamento, estes são responsáveis pela compensação dos distúrbios de tensão na rede. O filtro  $H$  corresponde ao conversor paralelo e tem por função compensar os distúrbios da corrente na carga, além de compensar a potência reativa.

#### 3.3.1 Modelo do sistema do FAP universal - Configuração IV

O modelo do sistema para análise no domínio do tempo, para a configuração IV, pode ser visto na Fig. 36. O sistema é representado no domínio do tempo pelas Equações (3.55)-(3.57)

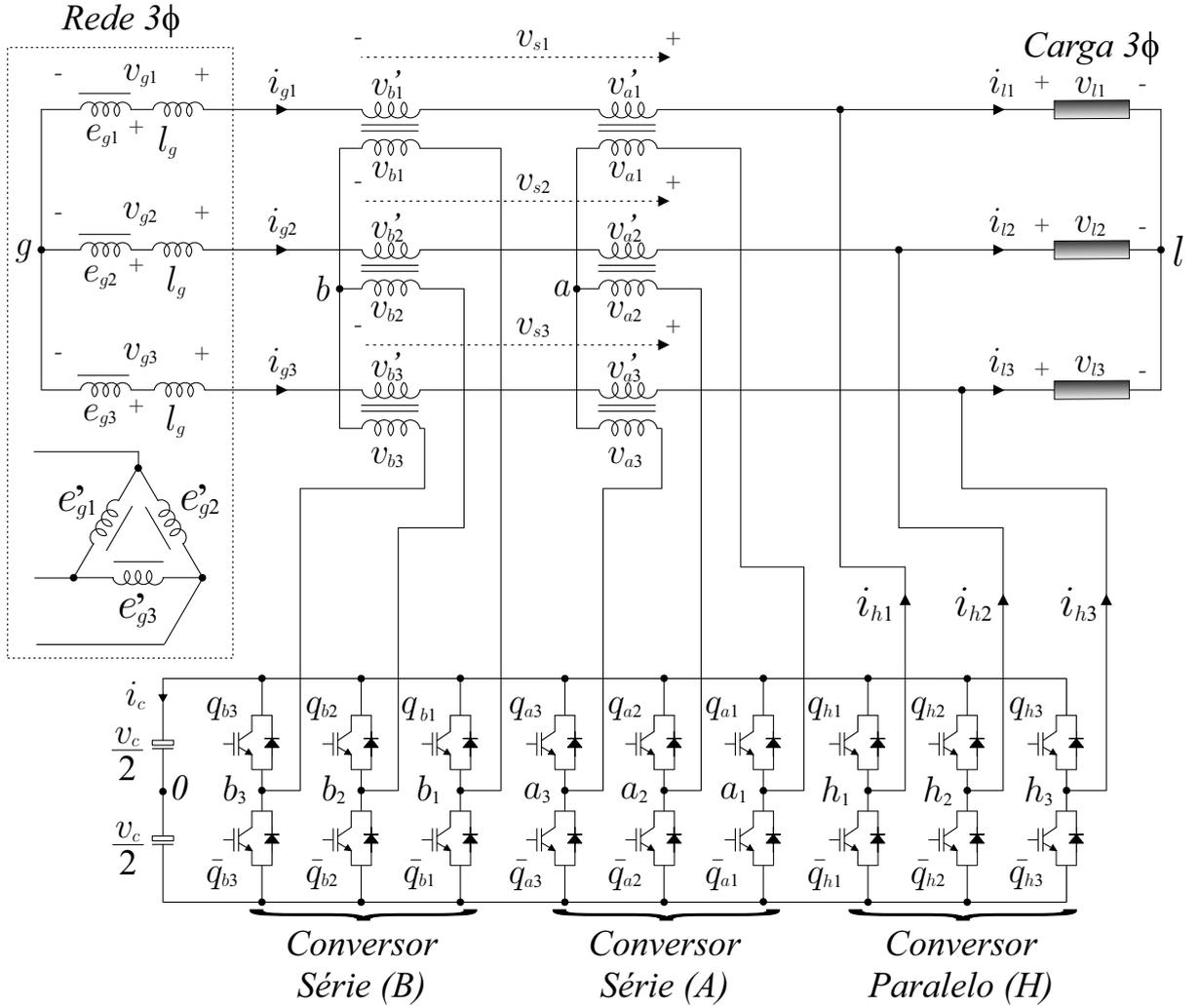


Figura 35 – FAP universal trifásico - Configuração IV.

$$v_{gk} + (v'_{bk} + v'_{ak}) - v_{lk} + v_{gl} = 0, \quad (3.55)$$

$$v_{lk} = v_{hk0} - v_{l0}, \quad (3.56)$$

$$i_{gk} = i_{lk} - i_{hk}, \quad (3.57)$$

em que  $v'_{bk} = N_b(v_{bk0} - v_{b0})$ ,  $v'_{ak} = N_a(v_{ak0} - v_{a0})$  e  $v_{hk0}$ ,  $v_{ak0}$  e  $v_{bk0}$  são as tensões de pólo dos conversores  $H$ ,  $A$  e  $B$ , respectivamente. Essas tensões são expressas pelas eqs. (3.58)-(3.60). As variáveis  $N_a$  e  $N_b$  correspondem à relação de espiras dos transformadores associados aos conversores  $A$  e  $B$ , respectivamente.

$$v_{hk0} = (2q_{hk} - 1) \frac{v_c}{2}, \quad (3.58)$$



Tabela 4 – Variáveis para a configuração IV como uma função da tensão de barramento CC ( $v_c$ ).

Estado	$q_{bk}$	$q_{ak}$	$v'_{sk} = N_b v_{bk0} + N_a v_{ak0}$
1	0	0	$(-N_b - N_a)v_c/2$
2	0	1	$(-N_b + N_a)v_c/2$
3	1	0	$(N_b - N_a)v_c/2$
4	1	1	$(N_b + N_a)v_c/2$

( $v_{sk}''$ ), as tensões de referência  $v_{sk}^*$  tornam-se

$$v_{s1}' = v_{s1}'' + v_{s0gl}^*, \quad (3.64)$$

$$v_{s2}' = v_{s2}'' + v_{s0gl}^*, \quad (3.65)$$

$$v_{s3}' = v_{s3}'' + v_{s0gl}^*, \quad (3.66)$$

com  $v_{sk}' = v_{bk}' + v_{ak}'$  e  $v_{s0gl}^*$  é um grau de liberdade a partir das características do sistema. A tensão de referência  $v_{s0gl}^*$  é calculada como

$$v_{s0gl}^* = \mu_{s0gl}^* v_{s0glmax}^* + (1 - \mu_{s0gl}^*) v_{s0glmin}^*, \quad (3.67)$$

com

$$v_{s0glmax}^* = 0, 5v_c^*(N_b + N_a) - \max\{v_{s1}'', v_{s2}'', v_{s3}''\}, \quad (3.68)$$

$$v_{s0glmin}^* = -0, 5v_c^*(N_b + N_a) - \min\{v_{s1}'', v_{s2}'', v_{s3}''\}, \quad (3.69)$$

As tensões de referência  $v_{sk}'$  são comparadas com formas de ondas triangulares, que são portadoras *level-shifted* dispostas de acordo com os níveis apresentados na Tabela 4. O resultado desta comparação fornece os estados de chaveamento ( $q_{bk}$  e  $q_{ak}$ ) para os conversores  $B$  e  $A$ .

As tensões de pólo de referência para o conversor paralelo são obtidas da mesma forma que a configuração III.

### 3.3.3 Sistema de controle

O comportamento do controle é semelhante ao discutido na configuração III, mudando apenas o fato de não ter um segundo barramento para ser controlado.

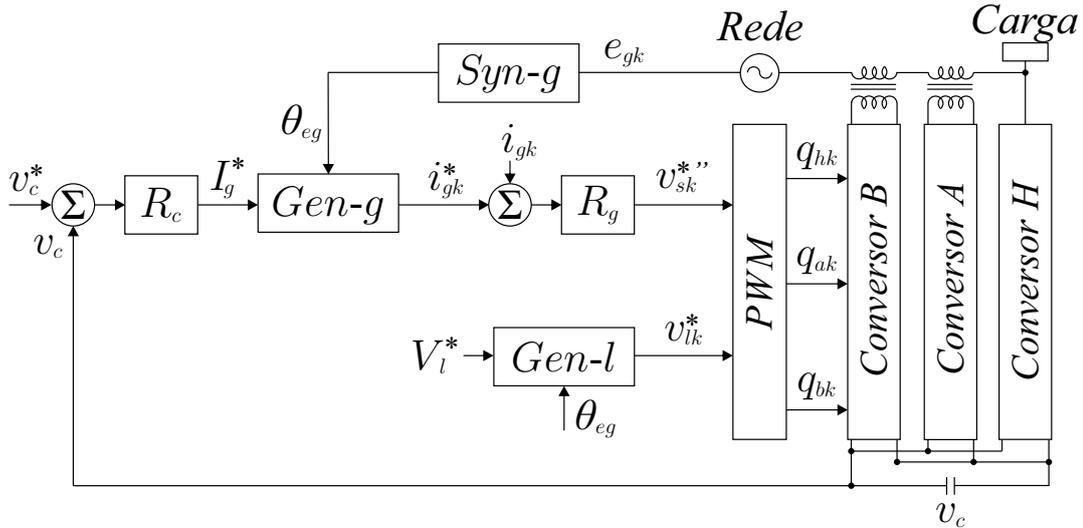


Figura 37 – Diagrama de controle do FAP universal - Configuração IV.

Para a configuração IV tem-se o diagrama de blocos de controle representado na Fig. 37. Note que, diferentemente da configuração III, o controlador  $R_g$  é responsável por regular a tensão de referência  $v_{sk}^{*''}$ . O bloco  $R_c$  é responsável por regular a tensão no barramento CC ( $v_c$ ). O bloco  $Gen - g$  realiza o sincronismo entre as correntes  $i_{gk}^*$  e as tensões  $e_{gk}$ . O bloco  $Gen - l$  realiza a sincronização entre amplitude  $V_l^*$  e o ângulo da tensão na rede  $\theta_{eg}$ . Com as tensões  $v_{sk}^{*''}$  e  $v_{lk}^*$  obtidas, o bloco  $PWM$  fornece o estado das chaves  $q_{hk}$ ,  $q_{ak}$  e  $q_{bk}$  para os conversores  $H$ ,  $A$  e  $B$ , respectivamente.

### 3.4 Conclusão

Os FAP universais apresentados nesse capítulo (configurações III e IV) têm como principal destaque a melhoria no desempenho do FAP universal com o aumento de mais um conversor trifásico ao filtro, aumentando-se as possibilidades do sistema. A configuração III pode operar com uma fonte CC auxiliar no barramento do conversor  $B$  assim como utilizar capacitor flutuante. Ao se usar o capacitor flutuante, a configuração III opera com um índice de modulação em torno de  $m = 0,82$  no lado série, para que o conversor  $B$  opere com potência média nula. Essa redução no índice de modulação causa um aumento na THD das correntes como será visto no capítulo 4. Utilizando-se o conversor trifásico  $B$  com o barramento sendo a metade de  $v_c$  obtém-se uma maior quantidade de níveis igualmente espaçados para a tensão série na configuração III. Já na configuração IV, a mesma quantidade de níveis é obtida com a relação de espiras nos transformadores de isolamento sendo  $N_b = 2N_a$ , além disso, não é necessário diminuir o índice de modulação, uma vez que o terceiro conversor trifásico ( $B$ ) é conectado compartilhando o barramento

CC com os conversores  $A$  e  $H$ , não necessitando operar com uma potência média nula como no caso da configuração III. Ambas configurações possuem a desvantagem de terem mais componentes com relação à estrutura convencional, porém possuem a vantagem de operarem com menos perdas como será visto nos próximos capítulos. A configuração IV com relação à III possui a desvantagem de operar com mais um conjunto de três transformadores, aumentando o custo do projeto, porém sua estratégia de controle é mais simples devido a utilização de um único barramento para os três conversores. No caso da configuração III, o controle torna-se mais complexo devido ao capacitor flutuante no barramento do conversor  $B$  que necessitou de uma estratégia de controle por histerese para realizar o balanço de potência no mesmo.

Nesse capítulo foram descritas e analisadas as equações em regime permanente para um melhor dimensionamento de acordo com variações de alguns parâmetros do sistema para as configurações III e IV. Foram apresentadas as equações no domínio do tempo para serem utilizadas em simulações, assim como as estratégias de LSPWM e controle.

## 4 Análise e Comparação das configurações

Para as configurações I, II, III e IV, foram realizadas comparações da distorção harmônica total e das perdas nos semicondutores.

### 4.1 Configurações I e II

#### 4.1.1 Distorção harmônica total

A taxa de distorção harmônica total (THD) é definida por (4.1). Este parâmetro reflete o nível de componentes harmônicos com relação à componente fundamental. Para garantir um bom funcionamento do sistema elétrico é necessário uma baixa THD.

A distorção harmônica total ponderada (WTHD) da tensão resultante é calculada utilizando (4.2), onde  $a_1$  é a amplitude da tensão fundamental,  $a_h$  é a amplitude do  $h^{th}$  harmônico e  $p$  é o número de harmônicos levados em consideração.

$$THD = \frac{1}{I_{rms1}} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{rms h}^2}, \quad (4.1)$$

$$WTHD(p) = \frac{100}{I_{a1}} \sqrt{\sum_{h=2}^p \left(\frac{a_h}{h}\right)^2}. \quad (4.2)$$

A Tabela 5 apresenta a comparação dos valores de  $THD$  entre o FAP universal convencional e as configurações propostas.

Tabela 5 – Distorção Harmônica Total.

FAP universal	THD $i_g$
Convencional	2,62%
Configuração I	2,82%
Configuração II	3,06%

As configurações I e II obtiverem uma THD para a corrente na rede um pouco maior que a topologia convencional, porém, considerando o objetivo das topologias propostas sendo a redução do tamanho e custo associados aos transformadores, esses valores de THD estão próximos do esperado, pois a configuração opera próximo ao que opera o convencional.

### 4.1.2 Comparação das perdas do conversor de potência

A estimativa de perdas dos semicondutores é obtida a partir do modelo de regressão, que foi obtido por testes experimentais, como apresentado em [39] e [40]. Nos testes experimentais, a seguinte chave de potência foi utilizada: módulo duplo IGBT CM50DY-24H (POWEREX) acionado por SKHI-10 (SEMIKRON). O modelo de perdas de chaveamento incluem: perdas por condução do IGBT e diodo, perdas por ligamento do IGBT, perdas por desligamento do IGBT e energia de desligamento do diodo.

A comparação entre o FAP universal convencional (veja Fig. 2) e as configurações I e II de FAP universal propostas (veja Fig. 7 e Fig. 15) foi feita com a operação das configurações sob as mesmas condições.

A Tabela 6 apresenta a comparação das perdas totais entre o FAP universal convencional e as configurações I e II. Na Fig. 38 pode ser visto que as chaves da configuração I apresentam as mesmas perdas se comparadas com o FAP universal convencional. Por outro lado, as chaves da configuração II, comparando com o FAP universal convencional, pode operar com baixo valor de tensão na tensão no barramento que permite a redução de perdas de chaveamento.

Tabela 6 – Comparação das perdas dos semicondutores entre o FAP universal convencional e as configurações I e II propostas.

Topologia	Perdas por chaveamento ( $W$ )	Perdas por condução ( $W$ )	Perdas totais ( $W$ )
Convencional	277,8	18,32	296,12
Configuração I	355,92	33,37	389,29
Configuração II	202,81	30,68	233,49

## 4.2 Configurações III e IV

### 4.2.1 Distorção harmônica total

A Tabela 7 apresenta a comparação de THD e WTHD entre o FAP universal convencional e as topologias propostas operando com uma fonte de tensão CC nos barramentos. Para esse caso, as configurações III e IV operam com uma THD da corrente na rede menor que o convencional.

A Tabela 8 contém a comparação de THD e WTHD para as topologias operando com capacitores e com controle dos barramentos. Nesse caso a configuração III passa a

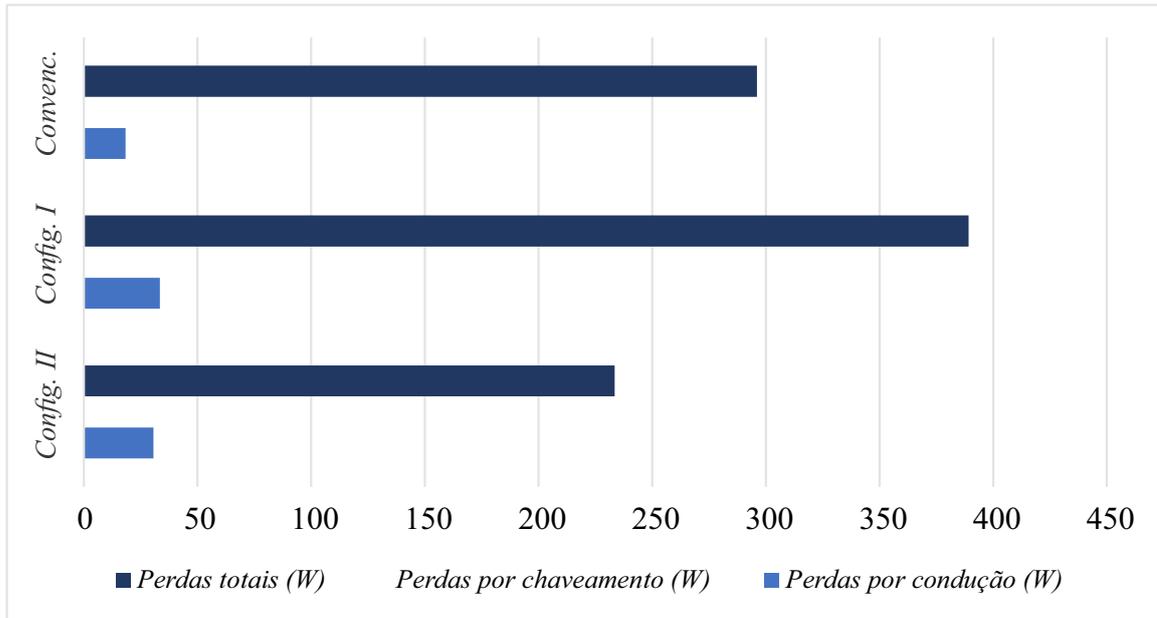


Figura 38 – Comparação das perdas dos semicondutores entre o FAP universal convencional e as configurações I e II propostas.

ter uma THD da corrente na rede maior que o convencional, isso devido ao pulso de níveis proveniente do controle por histerese do capacitor flutuante, que também afeta a WTHD da tensão série  $v_s$ .

Em ambos os casos, a frequência de chaveamento ( $f_s$ ) foi fixada em  $10\text{ kHz}$ .

Tabela 7 – Comparação da THD e WTHD entre os FAP universais, operando com uma fonte de tensão CC auxiliar nos barramentos.

FAP universal	$THD\ i_g$	$THD\ i_l$	$WTHD\ v_s$	$WTHD\ v_l$
Convencional	2,7%	14,27%	0,25%	0,26%
Configuração III	2,1%	14,27%	0,21%	0,26%
Configuração IV	2,08%	14,27%	0,21%	0,26%

Tabela 8 – Comparação da THD e WTHD entre os FAP universais operando com controle de tensão nos capacitores dos barramentos.

FAP universal	$THD\ i_g$	$THD\ i_l$	$WTHD\ v_s$	$WTHD\ v_l$
Convencional	3,0%	14,29%	0,26%	0,27%
Configuração III	3,2%	14,29%	0,28%	0,27%
Configuração IV	2,6%	14,29%	0,22%	0,27%

#### 4.2.2 Comparação das perdas do conversor de potência

A comparação entre o FAP universal convencional e as topologias III e IV propostas foi feita com as configurações operando nas mesmas condições. A Tabela 9 mostra a

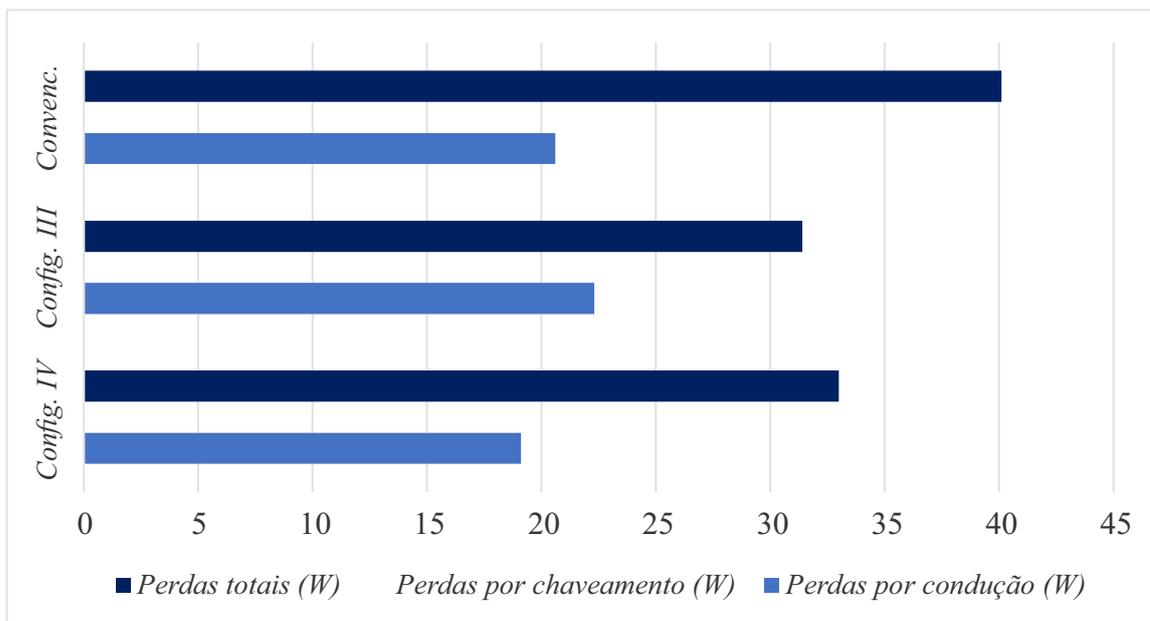


Figura 39 – Comparação das perdas dos semicondutores entre os FAP universais operando com fonte de tensão CC auxiliar nos barramentos.

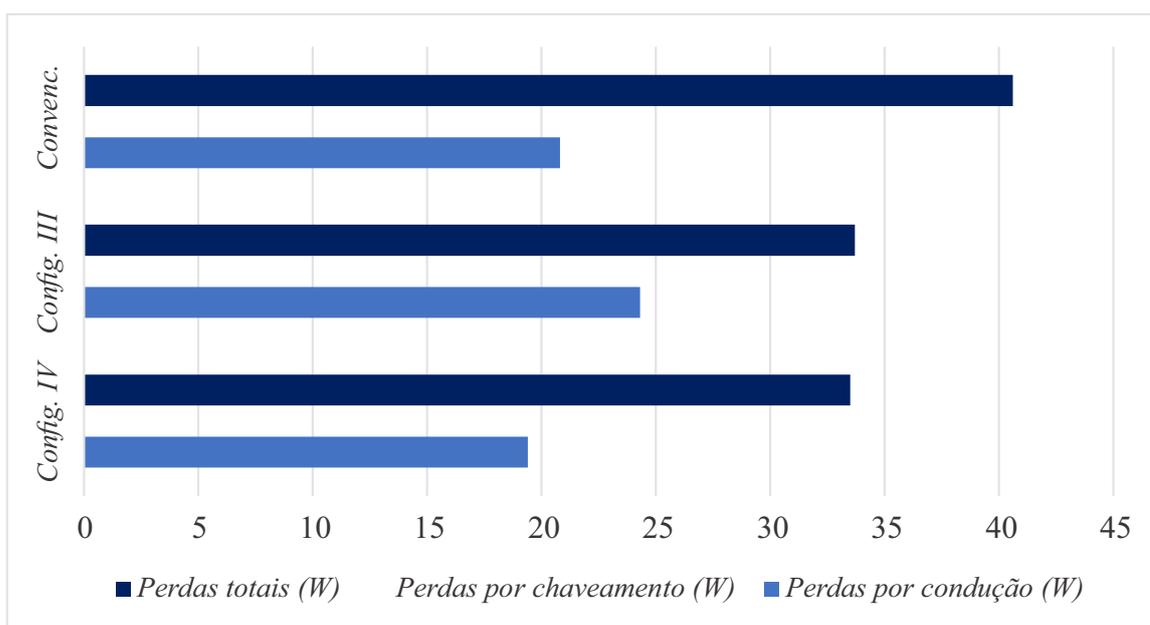


Figura 40 – Comparação das perdas dos semicondutores entre os FAP universais operando com controle de tensão dos capacitores nos barramentos.

comparação das perdas totais dos semicondutores entre o FAP universal convencional e as configurações III e IV para as topologias operando com fontes de tensão CC nos barramentos. Na Fig. 39 pode se perceber que a potência por chaveamento na configuração III, quando comparada com a do FAP universal convencional, apresentou uma redução de perdas de 21,7% enquanto que para a configuração IV a redução foi de 17,7%. A Tabela 10 apresenta a comparação das perdas no semicondutores para as topologias operando com

controle dos barramentos CC. Para a Fig. 40, a potência por chaveamento da configuração III, comparando com o FAP universal convencional, apresenta redução de perdas de 17% enquanto para a configuração IV a redução foi de 17,5%.

Tabela 9 – Comparação das perdas dos semicondutores entre os FAP universais operando com fonte de tensão CC auxiliar nos barramentos.

FAP universal	Perdas por chaveamento ( $W$ )	Perdas por condução ( $W$ )	Perdas totais ( $W$ )
Convencional	19,5	20,6	40,1
Configuração III	9,1	22,3	31,4
Configuração IV	13,9	19,1	33,0

Tabela 10 – Comparação das perdas dos semicondutores entre os FAP universais operando com controle de tensão dos capacitores nos barramentos.

FAP universal	Perdas por chaveamento ( $W$ )	Perdas por condução ( $W$ )	Perdas totais ( $W$ )
Convencional	19,8	20,8	40,6
Configuração III	9,4	24,3	33,7
Configuração IV	14,1	19,4	33,5

### 4.3 Conclusão

Nesse capítulo foi realizada a comparação entre as configurações propostas e o FAP universal convencional. Foi realizado o cálculo da THD e da estimativa de perdas nos semicondutores. O modelo de perdas de chaveamento incluem: perdas por condução do IGBT e diodo, perdas por ligamento do IGBT, perdas por desligamento do IGBT e energia de desligamento do diodo. Essa análise permitiu verificar que as configurações I e II operam com quase a mesma THD de corrente (um pouco maior) que a convencional e a configuração II tem menos perdas devido a utilização de um dos conversores trifásicos com barramento menor. Portanto, as configurações I e II que operam da mesma forma que o convencional e não necessitam dos transformadores de isolamento, atendem a proposta do trabalho que era ter topologias equivalentes ao convencional e com custo reduzido. A configuração II ainda apresentou menores perdas com relação ao filtro ativo universal convencional devido ao menor barramento no conversor série. Já para as configurações III e IV houve uma redução na THD das correntes e na WTHD das tensões ao se utilizar fonte de tensão CC auxiliar nos barramentos, essa redução foi por conta do aumento de níveis na tensão série. Para a configuração III operando com controle de tensão no capacitor flutuante do barramento CC, os valores da THD na corrente e da WTHD na tensão

aumentaram um pouco com relação ao convencional devido ao pulo de níveis na tensão série, proveniente da estratégia de controle. As configurações III e IV obtiveram uma redução significativa nas perdas dos semicondutores com relação à estrutura convencional graças ao acréscimo de mais um conversor trifásico ao filtro universal.

## 5 Comportamento no Domínio do Tempo

Para todas as configurações discutidas nesse trabalho, as simulações para se verificar o comportamento das estruturas no domínio do tempo, foram realizadas com os softwares MatLab®, DEV-Cpp®e PSIM®.

### 5.1 Configurações I e II

#### 5.1.1 Resultados da simulação

Para as simulações das configurações I e II, foram utilizados os parâmetros das Tabelas 11 e 12, respectivamente.

Tabela 11 – Parâmetros de simulação para a configuração I.

Parâmetro	Valor	Descrição
$e_{gk}$	50 V	considerando a ausência de afundamento/sobretensão
$S_l$	735 VA	potência aparente da carga
$f_{pl}$	0,8	fator de potência da carga (indutivo)
$r_g$	0,04 $\Omega$	resistência no lado da rede
$l_g$	0,5 mH	indutância no lado da rede
$r_h$	0,04 $\Omega$	resistência no conversor paralelo $H$
$l_h$	2 mH	indutância no conversor paralelo $H$
$v_c^*$	100 V	tensão no barramento para os conversores $S$ e $H$
$C$	4400 $\mu F$	capacitância de cada capacitor no barramento

Tabela 12 – Parâmetros de simulação para a configuração II.

Parâmetro	Valor	Descrição
$e_{gk}$	50 V	considerando a ausência de afundamento/sobretensão
$S_l$	735 VA	potência aparente da carga
$f_{pl}$	0,8	fator de potência da carga (indutivo)
$r_g$	0,04 $\Omega$	resistência no lado da rede
$l_g$	0,5 mH	indutância no lado da rede
$r_h$	0,04 $\Omega$	resistência no conversor paralelo $H$
$l_h$	2 mH	indutância no conversor paralelo $H$
$v_{ch}^*$	100 V	tensão no barramento para o conversor $H$
$v_{cs}^*$	35 V	tensão no barramento para o conversor $S$
$C$	4400 $\mu F$	capacitância de cada capacitor no barramento

O comportamento das configurações I e II no domínio do tempo é apresentado nas Figs. 41 e 42.

As Figs. 41(a) e 42(b) mostram que a tensão na rede está em fase com a correspondente corrente, em outras palavras, a fonte primária está fornecendo energia com fator de potência unitário. Nas Figs. 41(b) e 42(c) são apresentadas as correntes para a fase 1 ( $i_{g1}$ ,  $i_{h1}$  e  $i_{l1}$ ). Pode ser vista a compensação de harmônicos da corrente na carga.

Para a configuração II, a tensão distorcida ( $e_{g1}$ ), sua componente fundamental ( $e_{gf1}$ ) e suas harmônicas ( $e_{gh1}$ ) estão apresentadas na Fig. 42(a). Nas Figs. 41(c) e 42(d), tem-se a tensão na carga ( $v_{l1}$ ) para ambas configurações.

A Fig. 41(d) ilustra a tensão no barramento CC regulada e sua referência para a configuração I. Na Fig. 42 tem-se resultados similares da tensão no capacitor no barramento CC para o conversor série ( $v_{cs}$ ) e a tensão do capacitor no barramento CC para o conversor paralelo ( $v_{ch}$ ) para a configuração II.

Analisando esses resultados, pode-se ver que o controle foi realizado adequadamente. Os resultados para as outras fases são similares.

## 5.2 Configurações III e IV

### 5.2.1 Resultados da simulação

Para as simulações das configurações III e IV, foram utilizados os parâmetros das Tabelas 13 e 14, respectivamente.

Tabela 13 – Parâmetros de simulação para a configuração III.

Parâmetro	Valor	Descrição
$e_{gk}$	40 V	considerando a ausência de afundamento/sobretensão potência aparente da carga
$S_l$	735 VA	
$f_{pl}$	0,8	fator de potência da carga (indutivo)
$N_s$	2	número de espiras do transformador
$r_g$	0,05 $\Omega$	resistência no lado da rede
$l_g$	2 mH	indutância no lado da rede
$v_c^*$	76 V	tensão no barramento para os conversores A e H
$v_{cb}^*$	38 V	tensão no barramento para o conversor B
$C$	4400 $\mu F$	capacitância de cada capacitor no barramento

Considerando a tensão de neutro  $v_{0,0}$ , a tensão  $v'_{sk}$  assume 13 níveis como pode ser visto na Fig. 43, o mesmo para a configuração II com  $N_b = 2N_a$ .

O comportamento do FAP universal operando com capacitor flutuante no barramento CC é apresentado nas Figs. 44 e 45. Os resultados para a configuração III podem ser vistos nas Figs. 46 e 47. As Figs. 44 e 46 mostram o comportamento das configurações

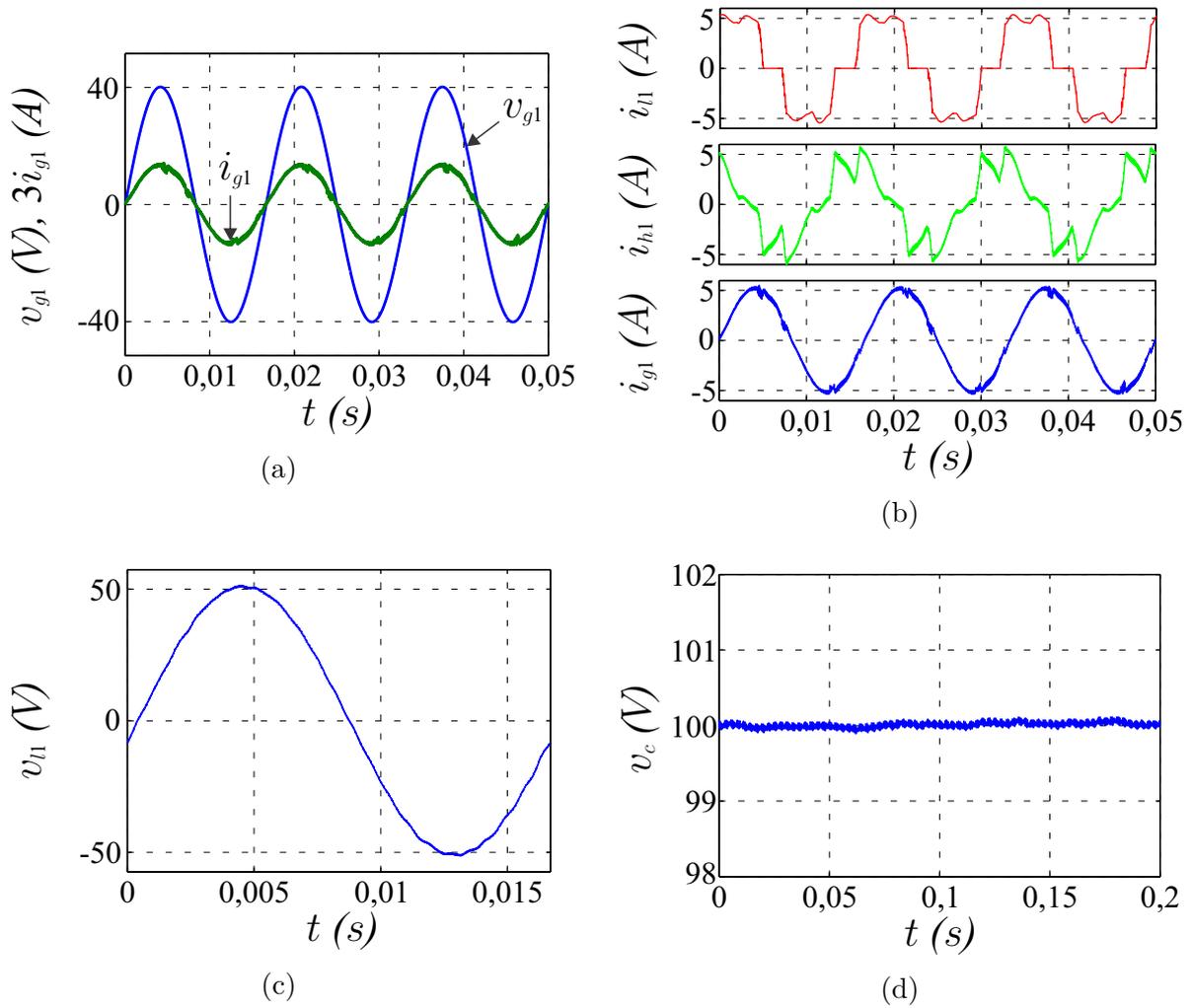


Figura 41 – Resultados da simulação - Configuração I. (a) Tensão ( $v_{g1}$ ) e corrente ( $i_{g1}$ ) na rede. (b) Correntes ( $i_{g1}$ ,  $i_{h1}$  e  $i_{l1}$ ). (c) Tensão na carga ( $v_{l1}$ ). (d) Tensão do capacitor no barramento.

Tabela 14 – Parâmetros de simulação para a configuração IV.

Parâmetro	Valor	Descrição
$e_{gk}$	40 V	considerando a ausência de afundamento/sobretensão potência aparente da carga
$S_l$	735 VA	
$f_{pl}$	0,8	fator de potência da carga (indutiva)
$N_a$	2,6	número de espiras do transformador A
$N_b$	5,2	número de espiras do transformador B
$r_g$	0,05 $\Omega$	resistência no lado da rede
$l_g$	2 mH	indutância no lado da rede
$v_c^*$	76 V	tensão no barramento para os conversores A, B e H
C	4400 $\mu F$	capacitância de cada capacitor no barramento

III e IV para quedas de tensão de 50% na rede e as Figs. 45 e 47 para sobretensões de 50% na rede.

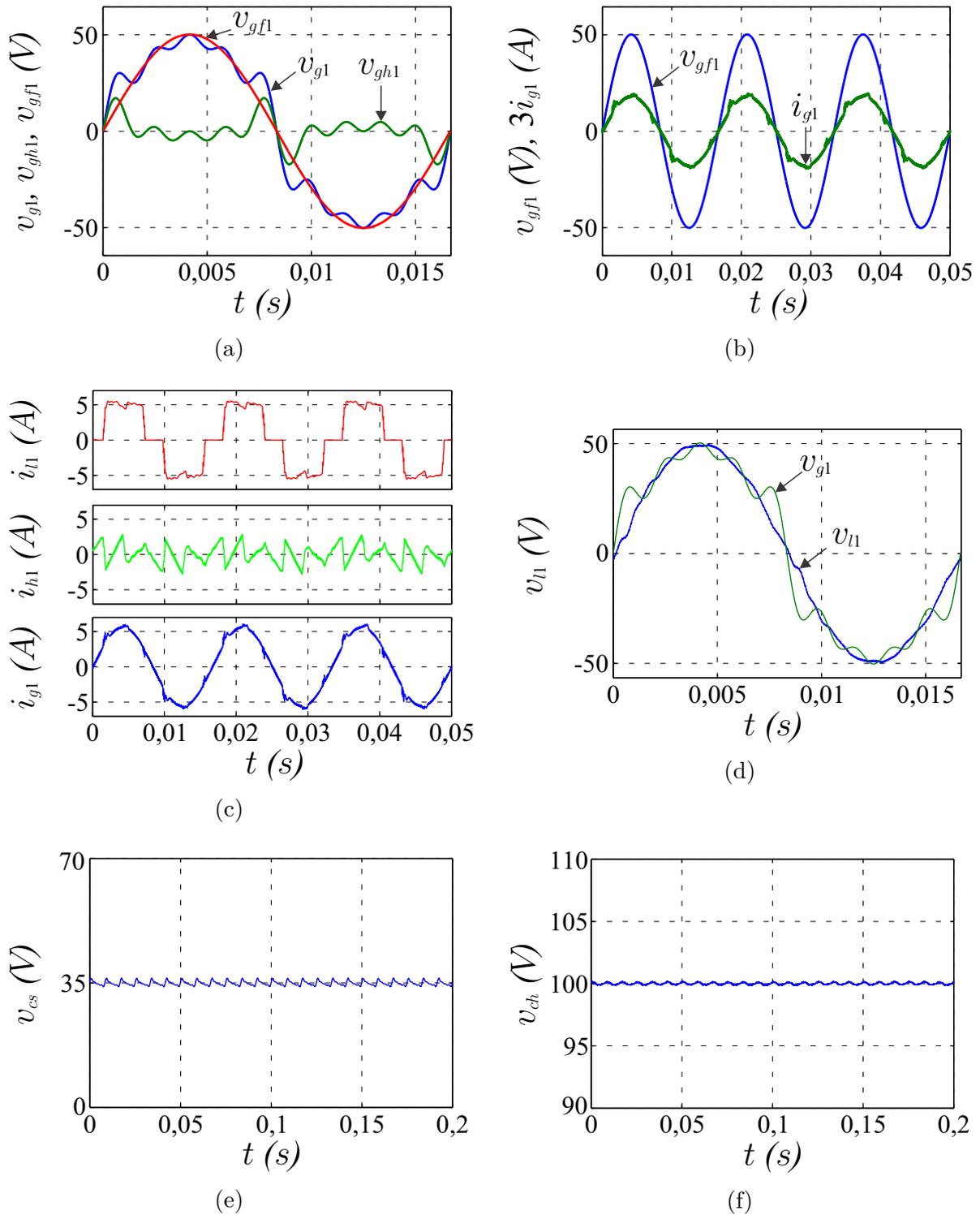


Figura 42 – Resultados da simulação - Configuração II. (a) Tensões ( $v_{g1}$ ,  $v_{gh1}$  e  $v_{gf1}$ ) na rede. (b) Tensão ( $v_{g1}$ ), e corrente ( $i_{g1}$ ) na rede. (c) Correntes no sistema ( $i_{g1}$ ,  $i_{h1}$  e  $i_{l1}$ ). (d) Tensão ( $v_{g1}$ ) e tensão na carga ( $v_{l1}$ ). (e) Tensão no barramento do conversor série. (f) Tensão no barramento do conversor paralelo.

As Figs. 44(a), 45(a), 46(a) e 47(a) mostram a compensação do afundamento e da sobretensão na rede. As Figs. 44(b), 45(b), 46(b) e 47(b) mostram a compensação das

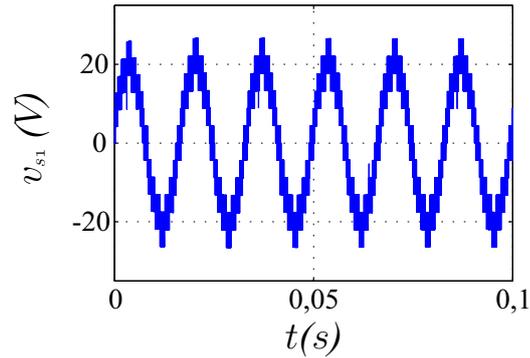


Figura 43 – Níveis de tensão para a tensão série  $v_{s1}$  na configuração III operando com um fonte de tensão CC auxiliar que corresponde à mesma quantidade de níveis da configuração IV operando com  $N_b = 2N_a$ .

harmônicas das correntes, em que o conversor paralelo fornece as harmônicas necessárias para manter a corrente na rede com forma senoidal. As Figs. 44(c), 45(c), 46(c) e 47(c) mostram que a fonte de tensão primária está em fase com a correspondente corrente, em outras palavras, houve a compensação da demanda de potência reativa da carga e a fonte primária está com fator de potência unitário. Nas Figs. 44(d), 45(d), 46(d) e 47(d) tem-se a regulação das tensões de barramento de ambas configurações e mostram o comportamento para o afundamento ou sobretensão na rede.

### 5.3 Conclusão

Nesse capítulo foram realizadas as simulações das configurações no domínio do tempo para validar as equações dos modelos descritos nos capítulos anteriores. Foi verificado o funcionamento das estratégias de PWM para as configurações I e II, e das estratégias LSPWM para as configurações III e IV. O controle para todas topologias foi validado e análises do comportamento do sistema para perturbações foram feitas. Foram compensados as harmônicas na carga, afundamento de tensão na rede de 20% para a configuração I, afundamento/sobretensão na rede de 50% para as configurações III e IV, e harmônicos na rede para a configuração II. Todas as topologias operaram de forma satisfatória e dentro do esperado.

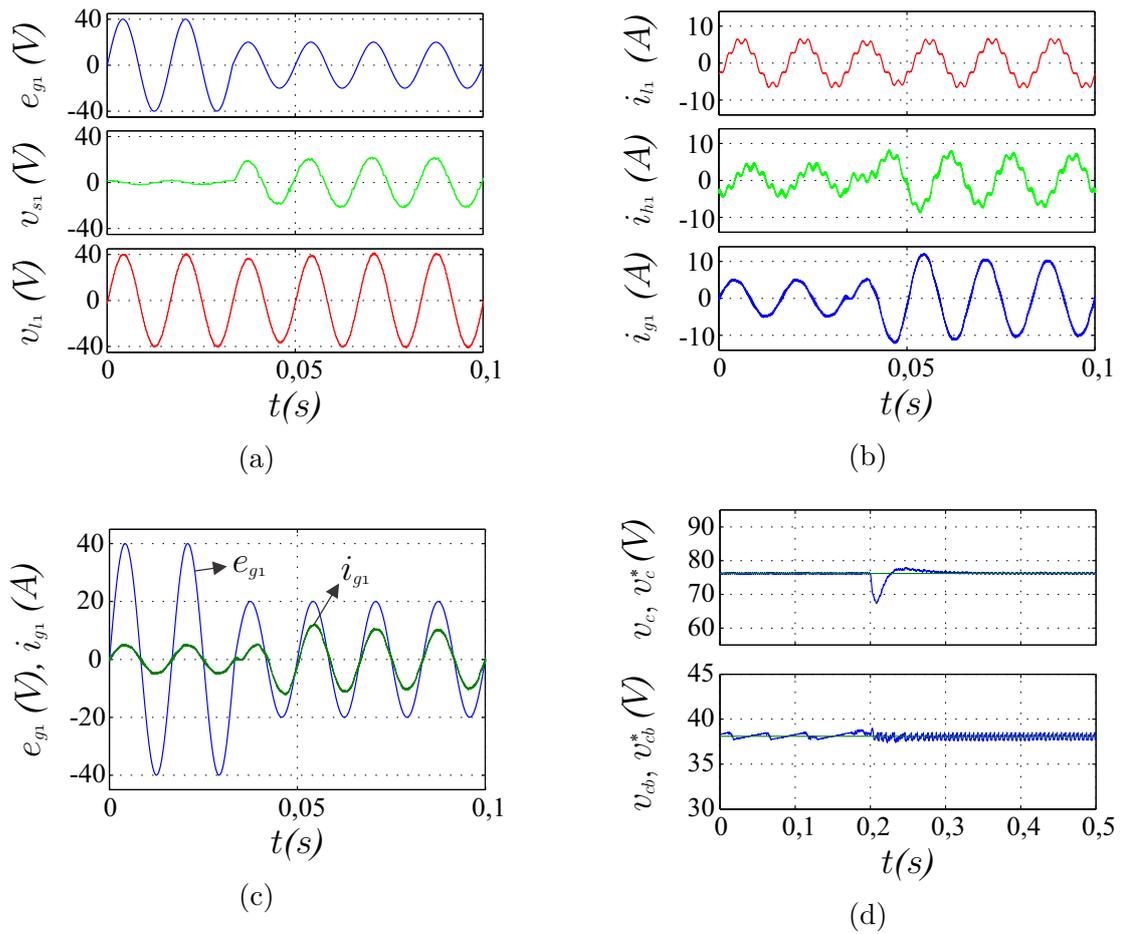


Figura 44 – Resultados da simulação. Afundamento de tensão aplicado à rede e sua compensação pela configuração III operando com capacitor flutuante no barramento CC. (a) Tensões ( $e_{g1}$ ,  $v_{s1}$  e  $v_{l1}$ ). (b) Correntes ( $i_{l1}$ ,  $i_{h1}$  e  $i_{g1}$ ). (c) Tensão ( $e_{g1}$ ) e corrente ( $i_{g1}$ ) na rede. (d) Tensões nos barramentos ( $v_c$  e  $v_{cb}$ ).

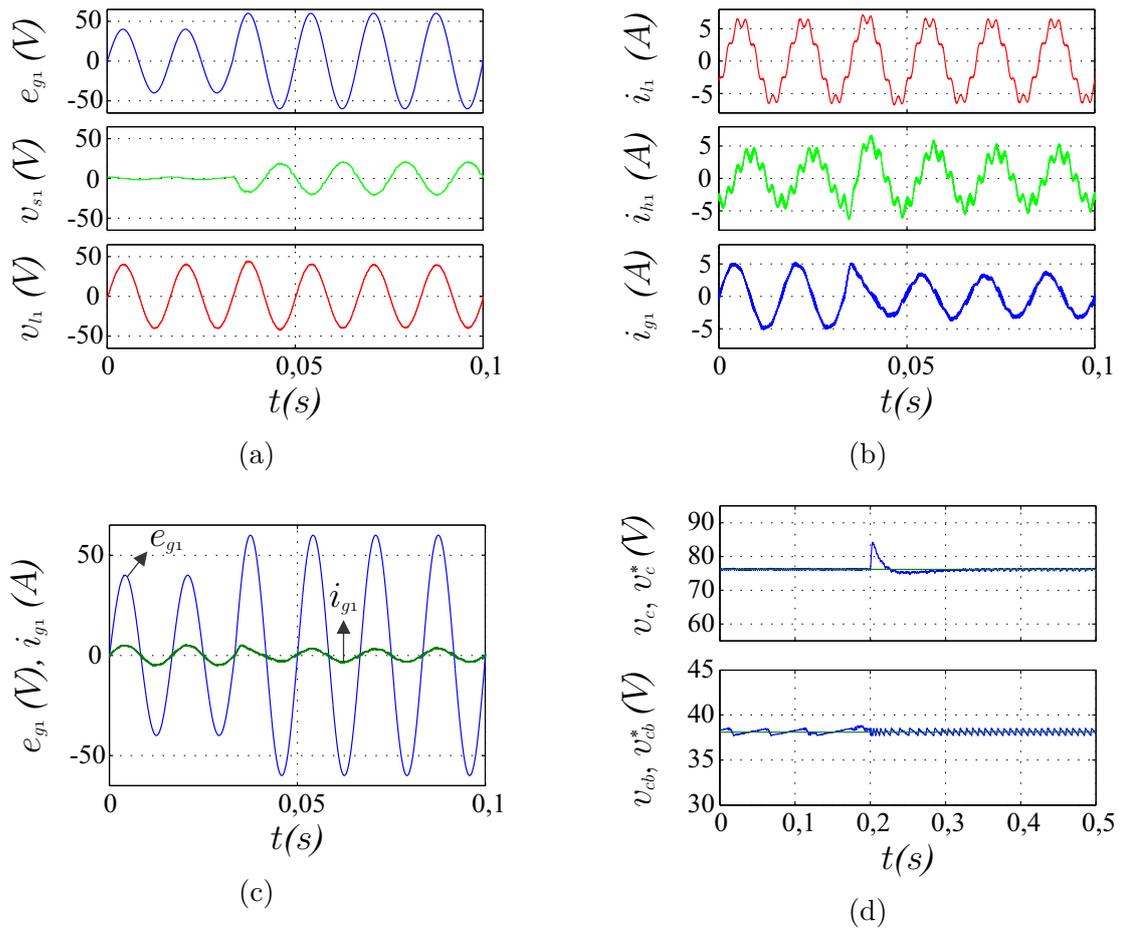


Figura 45 – Resultados da simulação. Sobretensão aplicada à rede e sua compensação pela configuração III operando com capacitor flutuante no barramento CC. (a) Tensões ( $e_{g1}$ ,  $v_{s1}$  e  $v_{l1}$ ). (b) Correntes ( $i_{l1}$ ,  $i_{h1}$  e  $i_{g1}$ ). (c) Tensão ( $e_{g1}$ ) e correntes ( $i_{g1}$ ) na rede. (d) Tensões nos barramentos ( $v_c$  e  $v_{cb}$ ).

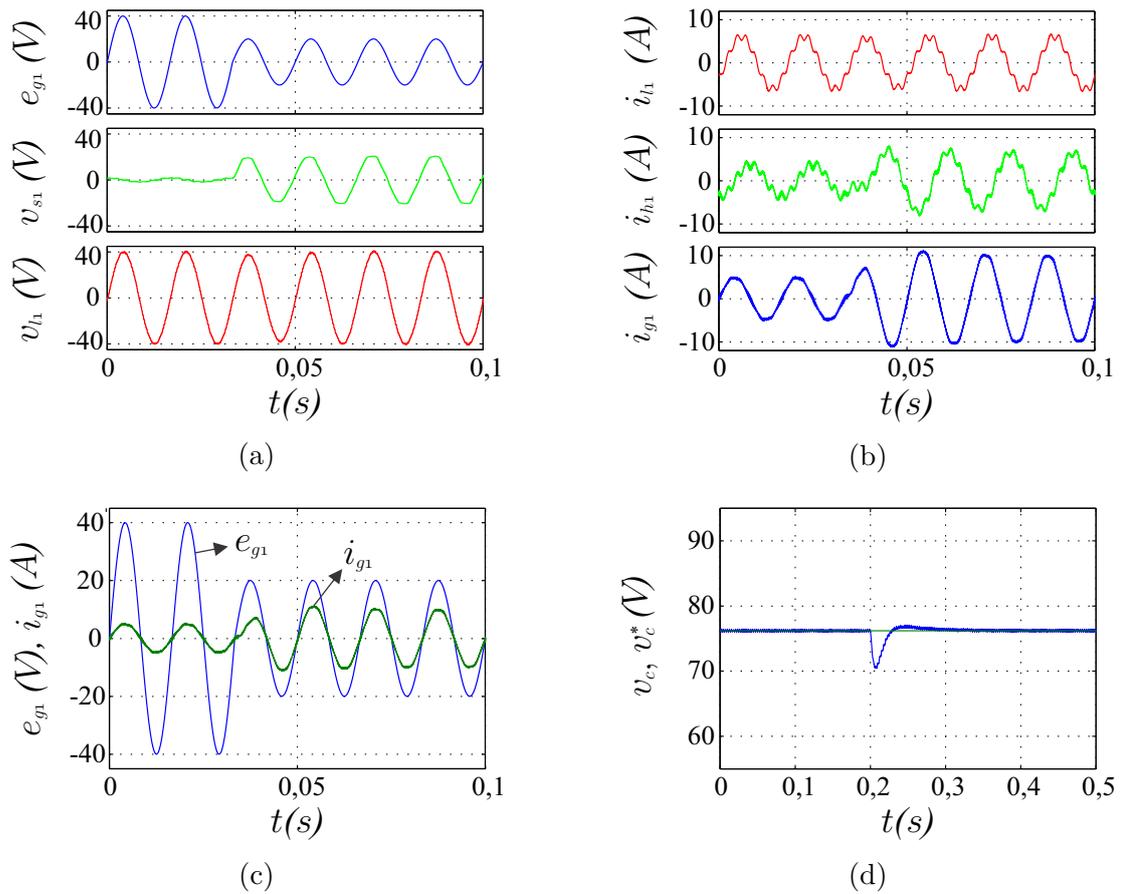


Figura 46 – Resultados da simulação. Afundamento de tensão aplicado à rede e sua compensação feita pela configuração IV. (a) Tensões ( $e_{g1}$ ,  $v_{s1}$  e  $v_{l1}$ ). (b) Correntes ( $i_{l1}$ ,  $i_{h1}$  e  $i_{g1}$ ). (c) Tensão ( $e_{g1}$ ) e correntes ( $i_{g1}$ ) na rede. (d) Tensão no barramento ( $v_c$ ).

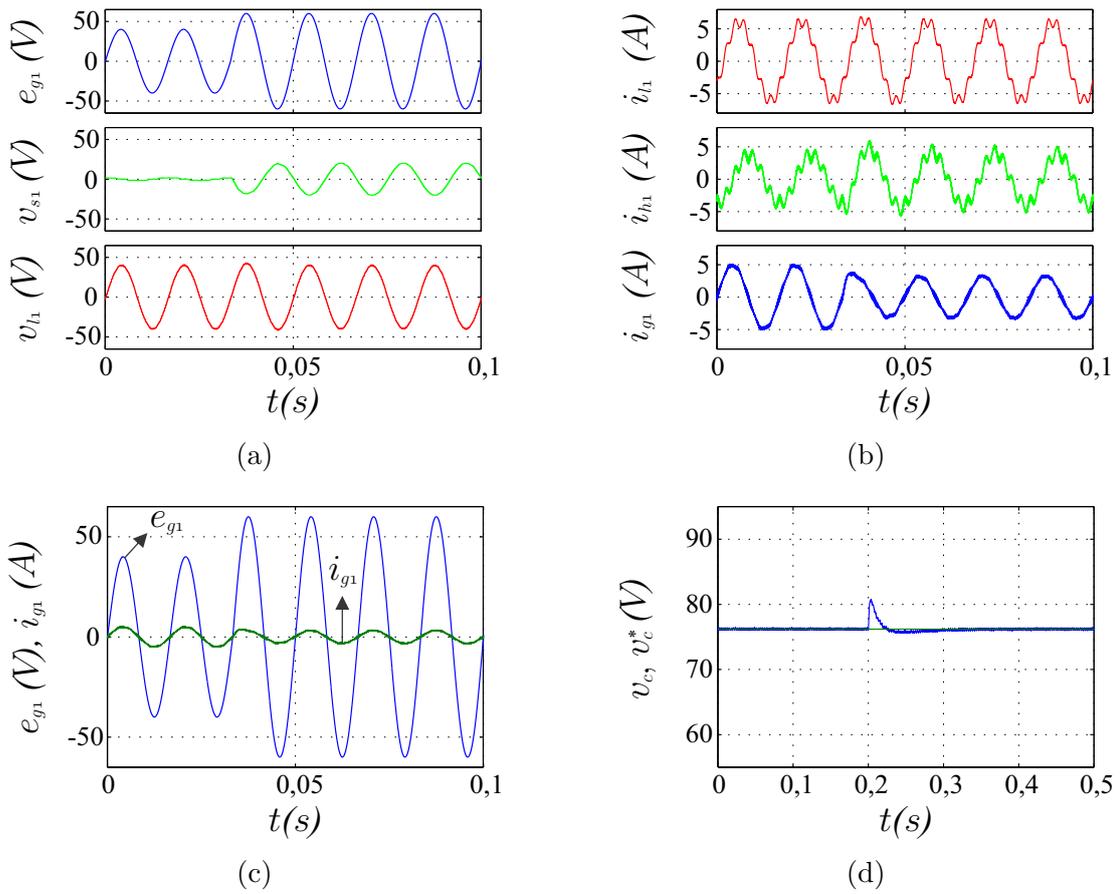


Figura 47 – Resultados da simulação. Sobretensão aplicada à rede e sua compensação feita pela configuração IV. (a) Tensões ( $e_{g1}$ ,  $v_{s1}$  e  $v_{l1}$ ). (b) Correntes ( $i_{l1}$ ,  $i_{h1}$  e  $i_{g1}$ ). (c) Tensão ( $e_{g1}$ ) e corrente ( $i_{g1}$ ) na rede. (d) Tensão no barramento ( $v_c$ ).

## 6 Resultados Experimentais

Nesse capítulo, todas as configurações propostas foram validadas em laboratório, o resultados experimentais foram obtidos em um protótipo desenvolvido no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamentos de Máquinas - LEIAM - UFCG. As configurações para os testes experimentais baseiam-se em IGBTs da SEMIKRON controladas por um Processador Digital de Sinais (DSP) TMS320F28335 com um computador equipado com placas e sensores apropriados. Os capacitores dos barramentos foram selecionados como  $C = 2200 \mu F$ , e a frequência de chaveamento ( $f_s$ ) utilizada foi  $10 kHz$ . Os pontos de osciloscópio foram salvos e plotados com o Matlab®. Portanto, todos os resultados experimentais são apresentados em forma de oscilograma.

### 6.1 Configurações I e II

Para as montagens das configurações I e II, foram utilizados os parâmetros das Tabelas 15 e 16, respectivamente.

Os resultados experimentais obtidos para a configuração I estão presentes na Fig. 48. Estes resultados são apresentados em forma de oscilograma (os pontos do osciloscópio foram salvos e plotados através do Matlab®).

Na Fig. 48(a) pode-se ver que as tensões da fonte primária de tensão estão em fase com suas respectivas correntes, proporcionando uma operação no sistema com fator de potência da rede unitário. A Fig. 48(b) apresenta a forma de onda da tensão do capacitor no barramento ( $v_c$ ) atingindo seu valor de referência ( $v_c^* = 100V$ ). Na Fig. 48(c) pode-se ver a compensação dos harmônicos na corrente da carga, a distorção harmônica para  $i_{l1}$  e  $i_{g1}$  foi 29,84% e 5,31%, respectivamente. Na Fig. 48(d) pode-se ver a compensação da tensão da rede na tensão da carga. Estes resultados mostram que o sistema opera satisfatoriamente. Os resultados para as outras fases são similares.

Para a configuração II foi utilizado um circuito equivalente monofásico para a realização da montagem, devido a restrições no experimento. Como não havia uma fonte que gerasse harmônicos, foi necessário acrescentar à montagem um conversor que gerasse a tensão  $v_g$  com as componente harmônicas. Na Fig. 49(a) pode se observar a compensação da tensão na rede na carga durante um transitório de tensão. Na Fig. 49(b) tem-se a

Tabela 15 – Parâmetros da montagem para a configuração I.

Parâmetro	Valor	Descrição
$e_{gk}$	50 V	considerando a ausência de afundamento/sobretensão
$S_l$	735 VA	potência aparente da carga
$f_{pl}$	0,8	fator de potência da carga (indutivo)
$r_g$	0,04 $\Omega$	resistência no lado da rede
$l_g$	0,5 mH	indutância no lado da rede
$r_h$	0,04 $\Omega$	resistência no conversor paralelo $H$
$l_h$	2 mH	indutância no conversor paralelo $H$
$v_c^*$	100 V	tensão no barramento para os conversores $S$ e $H$
$C$	4400 $\mu F$	capacitância de cada capacitor no barramento

Tabela 16 – Parâmetros da montagem para a configuração II.

Parâmetro	Valor	Descrição
$e_{gk}$	40 V	considerando a ausência de afundamento/sobretensão
$S_l$	245 VA	potência aparente da carga
$f_{pl}$	0,8	fator de potência da carga (indutivo)
$r_g$	0,04 $\Omega$	resistência no lado da rede
$l_g$	0,5 mH	indutância no lado da rede
$r_h$	0,04 $\Omega$	resistência no conversor paralelo $H$
$l_h$	2 mH	indutância no conversor paralelo $H$
$v_{ch}^*$	90 V	tensão no barramento para o conversor $H$
$v_{cs}^*$	30 V	tensão no barramento para o conversor $S$
$C$	4400 $\mu F$	capacitância de cada capacitor no barramento

compensação das harmônicas da corrente da carga, a distorção harmônica para  $i_{l1}$  e  $i_{g1}$  foi de 22,37% e 5,28%, respectivamente. Na Fig. 49(c) se tem as tensões nos barramentos ( $v_{ch}$  e  $v_{cs}$ ) seguindo os valores de referência ( $v_{ch}^* = 90$  V e  $v_{cs}^* = 30$  V). Os resultados para as outras fases são similares.

## 6.2 Configuração III e IV

Para as montagens das configurações III e IV, foram utilizados os parâmetros das Tabelas 17 e 18, respectivamente.

Os resultados experimentais obtidos para a configuração III podem ser vistos na Fig. 50. Os resultados experimentais foram obtidos para afundamentos de tensão de 50% na rede. A Fig. 50(a) apresenta a compensação do afundamento de tensão, em que o conversor série fornece a tensão necessária para manter a tensão na carga em 40 V. A Fig. 50(b) mostra a compensação dos harmônicos da corrente, apresentando a corrente fornecida pelo conversor paralelo  $H$  para que a corrente na rede mantenha uma forma de

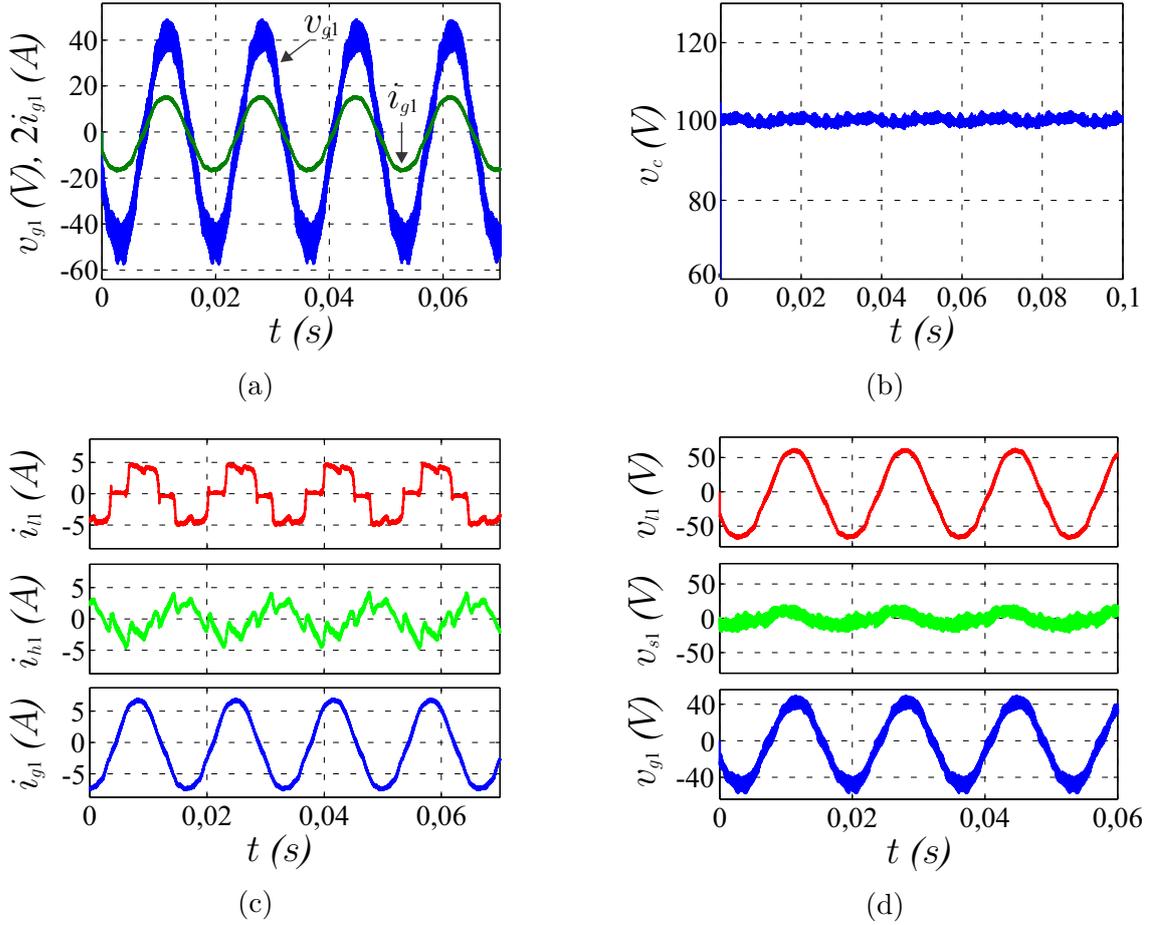


Figura 48 – Resultados experimentais - Configuração I. (a) Tensão na rede ( $e_{g1}$ ) e corrente ( $i_{g1}$ ). (b) Tensão no barramento CC ( $v_c$ ). (c) Correntes ( $i_{g1}$ ,  $i_{l1}$  e  $i_{h1}$ ). (d) Tensões ( $v_{l1}$ ,  $v_{s1}$  e  $e_{g1}$ ).

Tabela 17 – Parâmetros da montagem para a configuração III.

Parâmetro	Valor	Descrição
$e_{gk}$	40 V	considerando a ausência de afundamento/sobretensão
$S_l$	735 VA	potência aparente da carga
$f_{pl}$	0,8	fator de potência da carga (indutivo)
$N_s$	2	número de espiras do transformador
$r_g$	0,05 $\Omega$	resistência no lado da rede
$l_g$	2 mH	indutância no lado da rede
$v_c^*$	76 V	tensão no barramento para os conversores A e H
$v_{cb}^*$	38 V	tensão no barramento para o conversor B
$C$	4400 $\mu F$	capacitância de cada capacitor no barramento

onda senoidal. A Fig. 50(c) mostra que a tensão da rede está em fase com sua respectiva corrente, portanto tem-se a fonte de tensão da rede com fator de potência unitário. A Fig. 50(d) apresenta a regulação das tensões dos barramentos para a configuração III. Os resultados para as outras fases são similares.

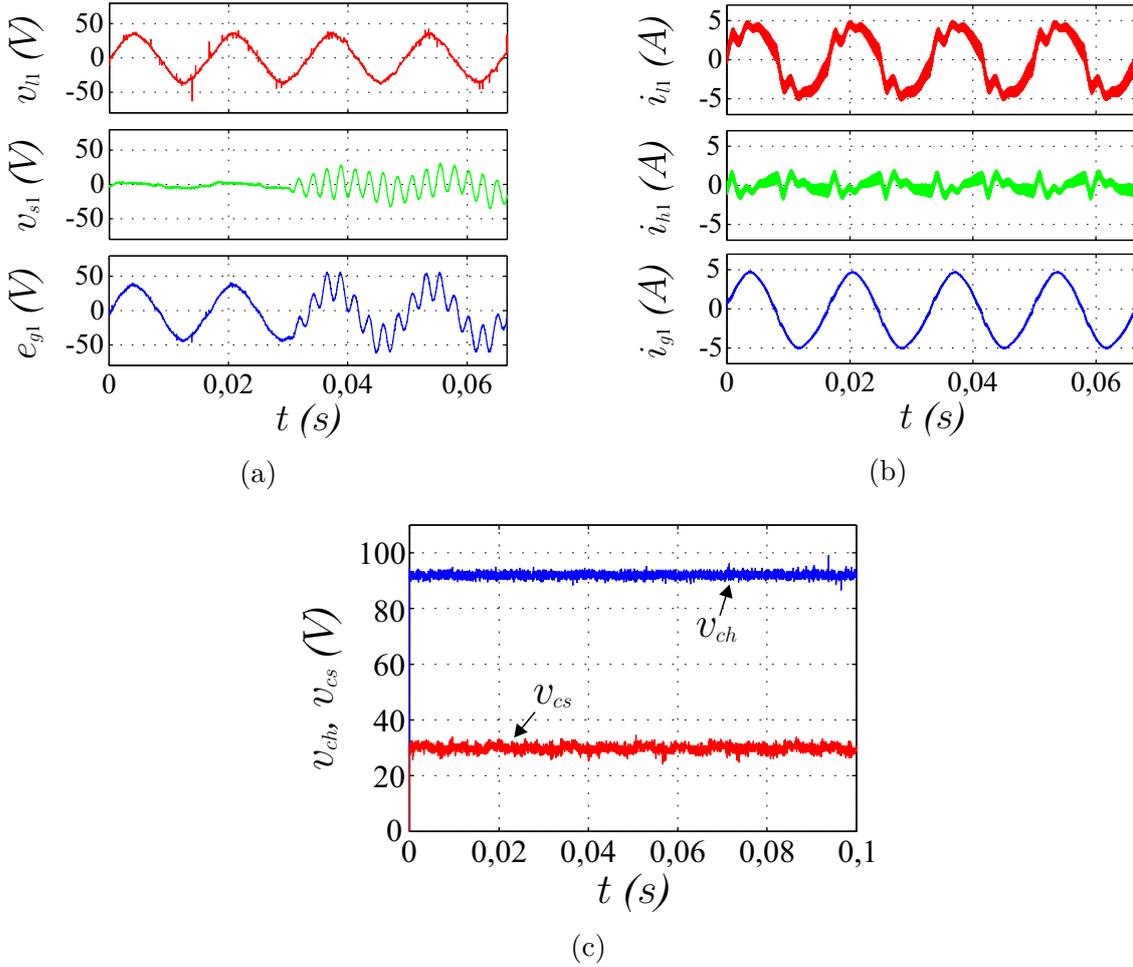


Figura 49 – Resultados experimentais - Configuração II. (d) Tensões ( $v_{l1}$ ,  $v_{s1}$  e  $e_{g1}$ ). (c) Correntes ( $i_{g1}$ ,  $i_{l1}$  e  $i_{h1}$ ). (c) Tensões nos barramentos ( $v_{ch}$  e  $v_{cs}$ ) para a configuração II.

Tabela 18 – Parâmetros da montagem para a configuração IV.

Parâmetro	Valor	Descrição
$e_{gk}$	40 V	considerando a ausência de afundamento/sobretensão potência aparente da carga
$S_l$	735 VA	
$f_{Pl}$	0,8	fator de potência da carga (indutiva)
$N_a$	2	número de espiras do transformador A
$N_b$	4	número de espiras do transformador B
$r_g$	0,05 $\Omega$	resistência no lado da rede
$l_g$	2 mH	indutância no lado da rede
$v_c^*$	76 V	tensão no barramento para os conversores A, B e H
C	4400 $\mu F$	capacitância de cada capacitor no barramento

Analisando esses resultados, pode-se ver que o controle foi realizado corretamente e que os resultados estão próximos aos apresentados na simulação, validando o modelo do sistema adotado.

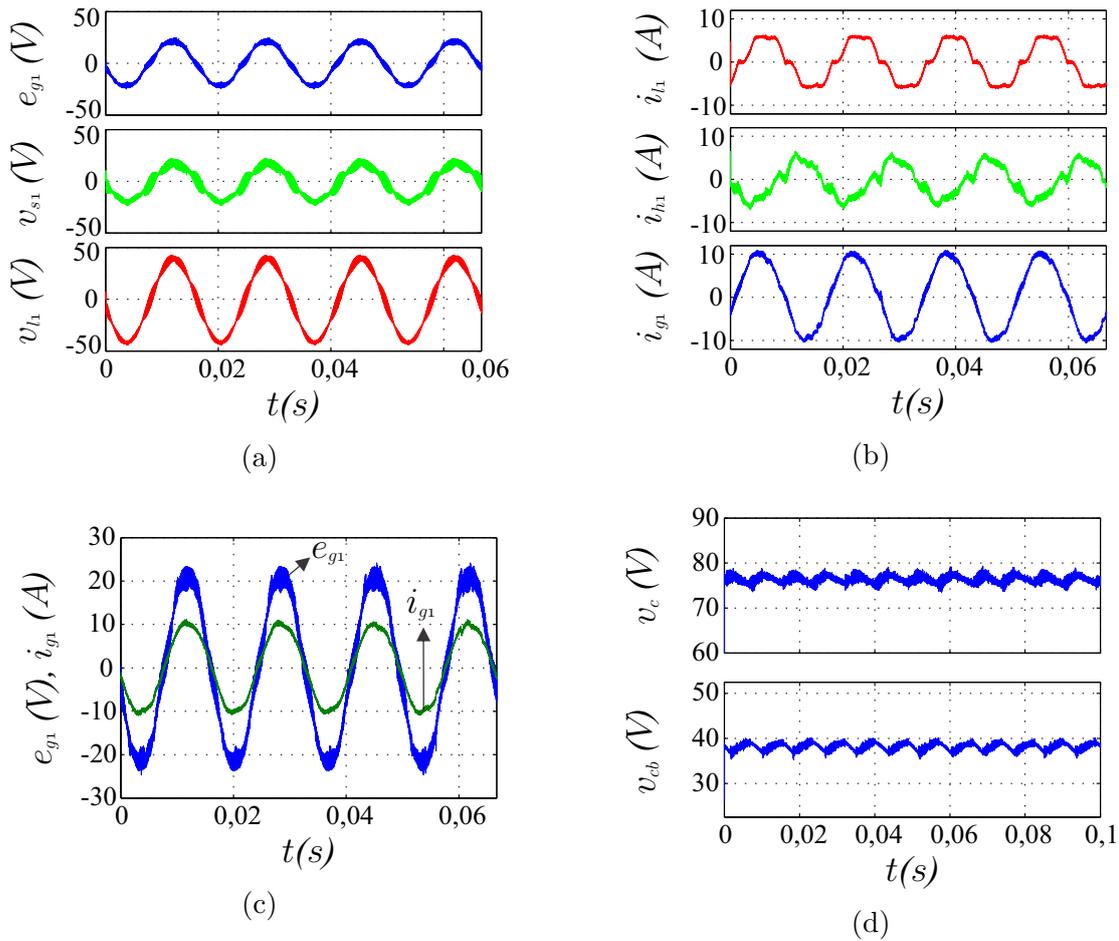


Figura 50 – Resultados experimentais durante um afundamento de tensão na rede para a configuração III operando com capacitor flutuante no barramento. (a) Tensões ( $e_{g1}$ ,  $v_{s1}$  e  $v_{l1}$ ). (b) Correntes ( $i_{l1}$ ,  $i_{h1}$  e  $i_{g1}$ ). (c) Tensão ( $e_{g1}$ ) e corrente ( $i_{g1}$ ) na rede. (d) Tensões no barramento ( $v_c$  e  $v_{cb}$ ).

Os resultados experimentais obtidos para a configuração IV podem ser vistos na Fig. 51. Também, neste caso, foram considerados afundamentos de tensão de 50% na rede. A Fig. 51(a) apresenta a compensação do afundamento de tensão. A Fig. 51(b) mostra a compensação dos harmônicos da corrente. A Fig. 51(c) mostra que a tensão da rede está em fase com sua respectiva corrente, portanto tem-se a fonte de tensão da rede com fator de potência unitário. A Fig. 51(d) apresenta a regulação das tensões dos barramentos para a configuração III.

Analisando esses resultados, pode-se ver que o controle foi realizado corretamente. Os resultados para as outras fases são similares.

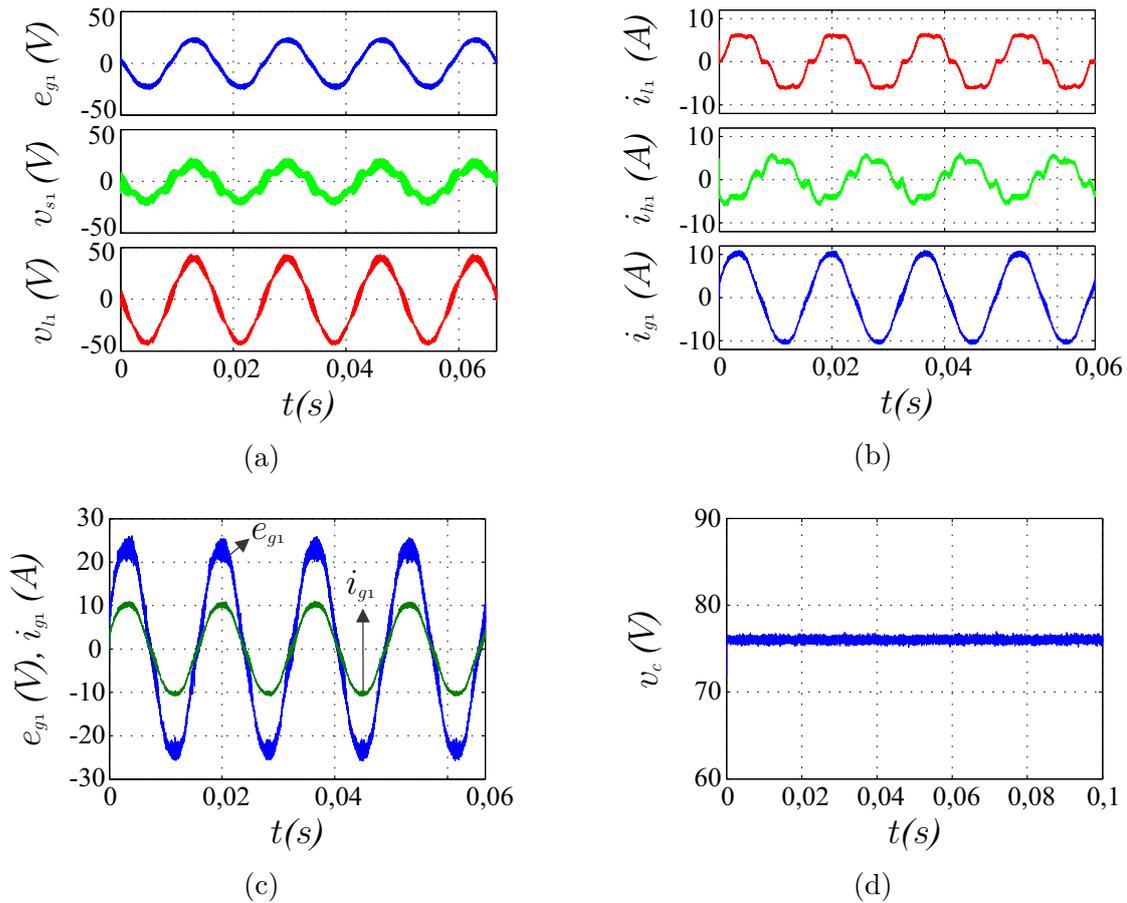


Figura 51 – Resultados experimentais durante um afundamento de tensão na rede para a configuração IV. (a) Tensões ( $e_{g1}$ ,  $v_{s1}$  e  $v_{l1}$ ). (b) Correntes ( $i_{l1}$ ,  $i_{h1}$  e  $i_{g1}$ ). (c) Tensão ( $e_{g1}$ ) e corrente ( $i_{g1}$ ) na rede. (d) Tensão no barramento ( $v_c$ ).

### 6.3 Conclusão

Nesse capítulo, foram apresentados os resultados experimentais de todas as configurações propostas obtidos em um protótipo desenvolvido no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas Elétricas - LEIAM/UFMG.

Foi possível verificar o funcionamento das topologias propostas. Os resultados experimentais validaram os modelos propostos e foi possível avaliar o funcionamento do sistema de controle. Para a configuração II foi necessário utilizar um equivalente monofásico devido a restrições na montagem experimental. As configurações I e II se apresentaram como boas opções para a implementação do filtro universal sem a utilização dos transformadores de isolamento série, pois compensaram satisfatoriamente as harmônicas da carga. O filtro da configuração I operou durante um afundamento de 20% na tensão da rede, enquanto o filtro da configuração II operou com harmônicas na tensão da rede.

As configurações III e IV se apresentaram como boas opções para o filtro universal

com perdas reduzidas, operando durante um afundamento na rede de 50% e compensando as harmônicas da carga.

Todas as topologias operaram de forma satisfatória e dentro do esperado, validando as simulações e conseqüentemente os modelos descritos nos capítulos 2 (para as configurações I e II) e 3 (para as configurações III e IV).

## 7 Conclusões

Nesse trabalho, quatro estruturas baseadas na compensação estática para sistemas trifásicos foram propostas com o objetivo de atenuar distúrbios causados pelo uso de cargas não lineares, assim como perturbações na rede (afundamento/sobretensão e harmônicos).

As duas primeiras topologias propostas são compostas por um filtro ativo de potência universal sem transformadores de isolamento. Elas se destacam devido à redução de custos e tamanho associados aos transformadores que são comumente empregados para se conectar o conversor série. A primeira configuração (ver Fig. 7) utiliza conversores série e paralelo compartilhando o mesmo barramento enquanto que a segunda (ver Fig. 15) possui dois barramentos isolados, um para cada conversor. Para ambas topologias, o modelo do sistema, estratégia PWM e de controle foram desenvolvidas. As topologias também foram estudadas experimentalmente.

A configuração I, além de ser mais eficaz quando considerada a distorção harmônica total como critério principal, não apresentou restrições em seu funcionamento para casos em que houvesse afundamentos ou sobretensões na rede. Já a configuração II apresentou limitação em seu funcionamento para sobretensões. Particularmente, para pequenos afundamentos é necessária uma tensão no conversor série com amplitude significativa. Portanto, para a configuração II, tornou-se mais adequada a compensação de harmônicos na rede, com a vantagem de reduzir a tensão de barramento no filtro série (conversor  $S$ ), reduzindo assim o custo. Resultados experimentais validaram o comportamento apresentado nas simulações e mostram que as configurações propostas são viáveis. O filtro da configuração I operou durante um afundamento na tensão da rede de 20% de harmônicas na carga. Para a parte experimental da configuração II foi necessária uma estrutura monofásica equivalente devido a limitações dos equipamentos utilizados, apesar disso, foi possível verificar o funcionamento da topologia proposta, em que o filtro operou com harmônicas na tensão da rede e harmônicas na carga. As configurações I e II operaram com quase a mesma THD de corrente e a configuração II ainda obteve menores perdas devido a utilização de um dos conversores trifásicos com barramento CC menor.

As configurações III e IV apresentaram como principal destaque a melhoraria no desempenho do FAP universal. A introdução de mais um conversor trifásico ao filtro aumenta as possibilidades do sistema. Foram apresentadas as estratégias de LSPWM e

controle, além de terem sido validadas em laboratório. Os filtros das configurações III e IV operaram com um afundamento na tensão da rede de 50% e com harmônicas na carga. Para ambas topologias obteve-se uma redução significativa nas perdas dos semicondutores com relação a estrutura convencional. A configuração III pode operar com uma fonte CC auxiliar no barramento do conversor  $B$ , assim como utilizar capacitor flutuante. Para as configurações III e IV foram obtidos menores valores de THD. Ao se usar o capacitor flutuante, a configuração III opera com um índice de modulação em torno de  $m = 0,82$  no lado série, para que o conversor  $B$  tenha uma potência média nula. Essa redução no índice de modulação causa um aumento na THD das correntes. Além disso, o controle por histerese gera pulso de níveis para o balanceamento do capacitor que também contribui para o aumento da THD nas correntes. Utilizando-se o conversor trifásico  $B$  com o barramento sendo a metade de  $v_c$  obteve-se uma maior quantidade de níveis igualmente espaçados para a tensão série na configuração III.

A configuração IV apresenta a mesma quantidade de níveis, obtida pela configuração III, ao se utilizar a relação de espiras nos transformadores de isolamento  $N_b = 2N_a$ . Além disso, não foi preciso diminuir o índice de modulação, uma vez que o terceiro conversor trifásico ( $B$ ) é conectado compartilhando o barramento CC com os conversores  $A$  e  $H$ . Ambas configurações III e IV possuem a desvantagem de terem mais componentes com relação à estrutura convencional, porém possuem a vantagem de operarem com menores perdas, como visto nas análises de perdas nos semicondutores, e com menores valores de THD. A configuração IV, comparativamente à III, possui a desvantagem de operar com mais um conjunto de três transformadores, aumentando o custo do projeto, porém sua estratégia de controle tornou-se mais simples devido à utilização de um único barramento para os três conversores. A configuração III, por sua vez, requisiu uma estratégia de controle mais complexa devido ao capacitor flutuante no barramento do conversor  $B$  que necessitou de um controle por histerese para realizar o balanço de potência no mesmo, essa topologia também pode operar com uma fonte de tensão CC auxiliar no barramento do conversor  $B$ .

# Referências

- 1 PENG, F. Z.; SU, G. J.; FARQUHARSON, G. A. A series lc filter for harmonic compensation of ac drives. *Proc. of the IEEE Power Electr. Specia. Conf. - PESC'99*, IEEE, 1999. Citado na página 1.
- 2 POMILIO, J. A.; DECKMANN, S. M. *Caracterização e compensação de harmônicos e reativos de cargas não-lineares residenciais e comerciais*. v. 11, n1, p. 9-16. [S.l.: s.n.], março 2006. Citado na página 1.
- 3 DAS, J. Passive filters-potentialities and limitations. In: IEEE. *Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2003. Conference Record of the 2003 Annual*. [S.l.], 2003. p. 187–197. Citado na página 1.
- 4 SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A review of active filters for power quality improvement. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 46, n. 5, p. 960–971, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 3.
- 5 SASAKI, H.; MACHIDA, T. A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic flux compensation - considerations on basic design. *IEEE transactions Power app. Syst.* Citado na página 1.
- 6 GYUGYI, L.; STRYCUDA, E. C. Active ac power filters. *IEEE Industrial applications Society Annual Meeting.*, IEEE, 1976. Citado na página 1.
- 7 MOHAN, N. et al. Active filters for ac harmonic suppression. *IEEE/PES Winter Meeting, A77026-8.*, IEEE, 1977. Citado na página 1.
- 8 SANTOS, E. Cipriano dos et al. Single-phase to three-phase universal active power filter. *Power Delivery, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 26, n. 3, p. 1361–1371, 2011. Citado na página 3.
- 9 FUKUDA, S.; YODA, T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 37, n. 3, p. 888–895, 2001. Citado na página 3.
- 10 TIAN, J.; CHEN, Q.; XIE, B. Series hybrid active power filter based on controllable harmonic impedance. *Power Electronics, IET*, IET, v. 5, n. 1, p. 142–148, 2012. Citado na página 3.
- 11 KOMURCUGIL, H.; KUKRER, O. A new control strategy for single-phase shunt active power filters using a lyapunov function. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 53, n. 1, p. 305–312, 2006. Citado na página 3.
- 12 RIBEIRO, R. L. de A.; AZEVEDO, C. C. de; SOUSA, R. M. de. A robust adaptive control strategy of active power filters for power-factor correction, harmonic compensation, and balancing of nonlinear loads. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 27, n. 2, p. 718–730, 2012. Citado na página 3.

- 13 JAIN, S.; AGARWAL, V. A single-stage grid connected inverter topology for solar PV systems with maximum power point tracking. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 22, n. 5, p. 1928–1940, 2007. Citado na página 3.
- 14 BORISOV, K.; GINN, H. L.; TRZYNADLOWSKI, A. M. Attenuation of electromagnetic interference in a shunt active power filter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 22, n. 5, p. 1912–1918, 2007. Citado na página 3.
- 15 RODRIGUES, P. et al. One and two dc-links universal active power filter without series isolation transformer. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1997–2004. Citado 2 vezes nas páginas 3 e 7.
- 16 HUANG, H. et al. The study of active power filter using a universal harmonic detection method. In: *ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 591–595. Citado na página 3.
- 17 LEE, T. et al. Hybrid active filter with variable conductance for harmonic resonance suppression in industrial power systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 62, n. 2, p. 746–756, Feb 2015. ISSN 0278-0046. Citado na página 3.
- 18 CHUNHU, S. et al. Active power filter design based on dual-dsp. In: *Electricity Distribution (CICED), 2014 China International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 333–335. Citado na página 3.
- 19 HABIBULLIN, M. et al. Active power filter with common dc link for compensation of harmonic distortion in power grids. In: *Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC), 2014 16th International*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1345–1349. Citado na página 3.
- 20 MARCU, M. et al. Simulation of power active filter using instantaneous reactive power theory. In: *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2014 IEEE 16th International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 581–585. Citado na página 3.
- 21 RAMLAN, N. et al. A single phase hybrid active power filter using unified constant-frequency integration control. In: *Energy Conversion (CENCON), 2014 IEEE Conference on*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 310–315. Citado na página 3.
- 22 JACOBINA, C. et al. Three-phase series active power filter without dc voltage source. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. [S.l.], 2008. p. 880–884. Citado na página 3.
- 23 DJEGHLOUD, H. et al. Laboratory implementation of a hybrid series active power filter system part ii: Series active filter designing. In: *Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC), 2014 16th International*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1047–1052. Citado na página 3.
- 24 LAMICH, M. et al. Control of a three phase four wires shunt hybrid filter. In: IEEE. *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2008. p. 2247–2252. Citado na página 3.
- 25 MANNEN, T.; FUJITA, H. Shunt active power filter based on source current detection with a fast transient response. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 5639–5646. Citado na página 3.

- 26 YI, H. et al. A source-current-detected shunt active power filter control scheme based on vector resonant controller. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 50, n. 3, p. 1953–1965, May 2014. ISSN 0093-9994. Citado na página 3.
- 27 AKAGI, H. New trends in active filters for improving power quality. In: *Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996., Proceedings of the 1996 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 417–425 vol.1. Citado na página 3.
- 28 SINGH, B.; AL-HADDAD, K.; CHANDRA, A. A universal active power filter for single-phase reactive power and harmonic compensation. In: *Power Quality '98*. [S.l.: s.n.], 1998. p. 81–87. Citado na página 3.
- 29 EAKBURANAWAT, J. et al. A simple control scheme of single phase universal active filter for power quality improvement. In: *TENCON 2004. 2004 IEEE Region 10 Conference*. [S.l.: s.n.], 2004. C, p. 248–251 Vol. 3. Citado na página 3.
- 30 BHATTACHARYA, S.; TESHNIZI, H. M.; PARKHIDEH, B. An universal active power filter controller system. In: *IEEE. Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009. IEEE*. [S.l.], 2009. p. 1–8. Citado na página 3.
- 31 KETZER, M.; JACOBINA, C. B. Multivariable load current sensorless controller for universal active power filter. *Power Electronics, IET*, v. 7, n. 7, p. 1777–1786, July 2014. ISSN 1755-4535. Citado na página 3.
- 32 SILVA, E. da et al. Single-phase uninterruptible power system topology concepts: Application to an universal active filter. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 3179–3185. Citado na página 3.
- 33 BENTO, A. A.; SILVA, E. R. da; PRAGA, P. Integrated one-cycle control for three-leg universal active power filter. In: *IEEE. Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. [S.l.], 2008. p. 3974–3980. Citado na página 3.
- 34 SANTOS, W. et al. New configurations of single-phase universal active power filters with reduced number of electric power switches. In: *IEEE. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 1032–1039. Citado na página 3.
- 35 SANTOS, W. N. et al. The transformerless single-phase universal active power filter for harmonic and reactive power compensation. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 7, p. 3563–3572, July 2014. ISSN 0885-8993. Citado na página 3.
- 36 JACOBINA, C. B. et al. Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 16, n. 3, p. 351–359, 2001. Citado na página 18.
- 37 BLASKO, V. Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 33, n. 3, p. 756–764, 1997. Citado na página 18.
- 38 RIBEIRO, E.; BARBI, I. Harmonic voltage reduction using a series active filter under different load conditions. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 21, n. 5, p. 1394–1402, Sept 2006. ISSN 0885-8993. Citado na página 30.

- 39 CAVALCANTI, M. et al. A feasible loss model for igbt in soft-switching inverters. In: *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 4, p. 1845–1850 vol.4. ISSN 0275-9306. Citado na página 56.
- 40 DIAS, J. A. A. et al. Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with igbt dual module losses reduction. In: *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1155–1162. ISSN 2175-8603. Citado na página 56.