

# SOBRE TENSÕES SUSTENTADAS EM SISTEMAS COM INVERSORES DE FREQUÊNCIA - COMPARAÇÃO PRÁTICA

JOÃO ROBERTO COGO\*  
JOSÉ RIBEIRO\*\*

JOSÉ LUIZ LANZO\*\*  
GIOVANI SIMÕES MACHADO\*\*

\*ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ/GSI

\*\*ARACRUZ CELULOSE S.A.

Artigo apresentado no XI Congresso Chileno de Ingeniería Eléctrica (Electro'95) - Universidad de Magallanes, Punta Arenas/Chile, 13 à 17 November, 1995. (nome original da publicação "Practical Comparison of Sustained Overvoltages in a System with Frequency inverters")

## RESUMO

Os semicondutores do tipo IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) possuem diversas vantagens em relação aos transistores convencionas GTO (Gate Turn-off Thyristor) e o SCR (Silicon Controlled Rectifier Thyristor), tais como: tamanho menor, menor dissipação térmica, maior velocidade de comutação, ruído de menor intensidade, harmônicos reduzidos, possibilidade de comutação teórica com frequências da onda portadora superior a 20 [KHz], etc. Por outro lado, os inversores a IGBT apresentam como desvantagem uma limitação de potência em torno de 5 [MW] (tensão efetiva de operação de 4 [KV], e corrente 1200 [A]).

Por outro lado, os inversores a GTO, apesar de operar em menores frequências da portadora do que os IGBT's (até 5 [KHz]) estão atualmente disponíveis para potência de até 25 [MW] (potência de utilização em torno de 5 [MW] tensão efetiva de operação de 4 [KA], corrente 1200 [A]).

Os inversores de frequência formados por IGBT e utilizados na alimentação de motores de indução através de cabos longos, causam sobre tensões e, como consequência, provocam a redução de sua vida útil. É observado que tais problemas geralmente não são mencionados nos manuais dos fabricantes.

As frequências das ondas portadoras para definição da modulação de sistemas PWM, além de depender do fabricante, depende bastante do semiconductor usado e são usualmente encontradas variando de 2 a 8 [KHz], sendo 4 [KHz] um valor típico. Portanto, devido ao formato da onda de tensão resultante, dependendo do comprimento do cabo entre inversor e o motor, poderá haver ressonâncias devido aos harmônicos, e sobre tensões devido à reflexão das ondas viajantes, através dos cabos.

Então, este trabalho propõe apresentar medidas e simulação prática para a determinação de sobre tensões em motores de indução alimentados por inversores de frequência usando cabos de 50 a 200 [m] de comprimento para tensões de até 0.46 [KV].

Nas simulações, os cabos foram representados através dos modelos PI e parâmetros distribuídos e o programa utilizado para o cálculo dos transitórios eletromagnéticos foi o MICROTRAN, que não possui oscilação numérica e apresenta resultados adequados para este tipo de cálculo.

## RESUMO

Este trabalho propõem apresentar as medidas e resultados de simulações para determinação de sobretensões e harmônicos nos terminais do motor de indução, quando estes são alimentados por inversores de frequência utilizando cabos de até 5 [KV] com comprimento entre 50 e 200 [m]. Comparações para medidas de campo também são apresentadas.

## 1 - SISTEMA EM ANÁLISE - PARTE DE POTÊNCIA

O acionamento que analisa-se neste trabalho é formado por um inversor de frequência que alimenta um motor de indução instalado em uma indústria de Celulose, (área de embalagem de fardos de celulose). A FIGURA 1 ilustra o sistema em análise.

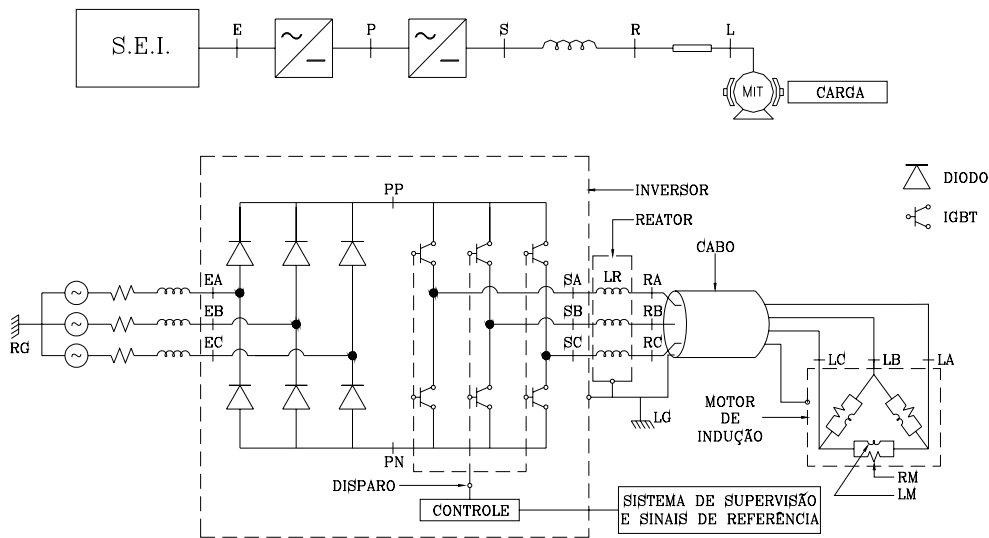


FIGURA 1 - SISTEMA EM ANÁLISE PARTE DE POTÊNCIA

Na FIGURA 1 tem-se:

- LR - Reator que é inserido para evitar sobre tensões no motor.
- RM - Resistência elétrica que representa as perdas do motor de indução trifásico com rotor livre.
- LM - Indutância correspondente ao fluxo principal.
- LG - Aterramento local.

Conforme [1] embora a constante de tempo do rotor do motor de indução seja de ordem de 100 [mseg], os acionamentos com módulo de potência a base de IGBT com tempo de chaveamento rápido pode cobrir a faixa de 11 a 315 [KW] na classe de 380 a 500 [V]; com frequência de comutação 1,5 a 3,5 [KHz], com tempo de resposta na regulação de conjugado menor que 2 [mseg], sendo que a determinação da comutação ótima dentro de um ciclo de controle é feita em 25 [μseg].

Outros fabricantes [2] produzem sistemas mais compactos na faixa de 0,37 a 4,0 [KW] para tensões de 200-460 [V], 50/60 [Hz], porém na faixa de comutação da

onda portadora entre 2 a 8 [KHz] com ajuste nominal de 4 [KHz].

## 2 - SISTEMA EM ANÁLISE - PARTE DE CONTROLE

O sistema de controle basicamente compara uma tensão senoidal de referência com uma onda triangular e permite uma operação com frequências para a tensão de saída na frequência fundamental entre 10 e 450 [Hz] (vide FIGURA 2).

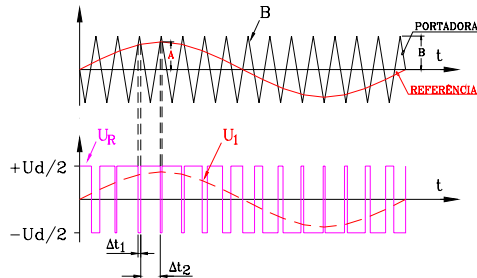


FIGURA 2 - FORMAS DE ONDA TÍPICA DO ACIONAMENTO DE INVERSORES

Na FIGURA 3 a relação entre a amplitude da senóide de referência (A) e a amplitude da onda triangular portadora (B) é denominada índice de modulação:

$$m = \frac{A}{B} \quad (1)$$

A relação entre a frequência da portadora e a frequência da senóide é definida pelo número de pulsos em meio período (PM) da onda fase-fase resultante.

A largura dos pulsos resultantes pode ser modificada pela simples alteração na amplitude das ondas senoidais de referência, visto que, em geral a amplitude da onda triangular é fixa.

Como o índice de modulação, definido em (1) é diretamente dependente da amplitude da senóide de referência, concluiu-se que uma mudança nesta amplitude determina um novo índice de modulação para a onda PWM. Esta mudança, associada a uma alteração na relação da frequência da portadora pela frequência da senóide de referência (PM), estabelece diversos tipos de modulação, ou seja de formação da onda PWM.

Com o aumento da velocidade de resposta dos dispositivos eletrônicos, tanto de controle como de potência, torna-se flexível a escolha do tipo de modulação da onda PWM para atender às características do conjunto motor/carga que será alimentado pelo inversor.

Evidentemente, que o mais adequado seria alimentar o motor com uma forma de onda com alta relação (PM), ou seja, com um número elevado de pulsos em um ciclo, fazendo com que os harmônicos gerados sejam de ordem elevada e, portanto, de baixa amplitude.

Entretanto, isto não é possível em toda faixa de operação do motor, devido ao tempo crítico de comutação entre as chaves. Para resolver este problema, fazem-se mudanças no tipo de modulação, de forma que o motor apresente boa resposta em toda faixa de operação.

A TABELA 1 mostra alguns tipos de modulação da onda PWM com suas respectivas faixas de trabalho. Deve-se observar, que estes tipos são compatíveis com os novos equipamentos microprocessados existentes no mercado.

TABELA 1 - Tipos de modulação da onda PWM [3]

TIPOS	FREQÜÊNCIA (Hz)	CARACTERÍSTICA DA MODULAÇÃO	ORDEM DOS HARMÔNICOS
m1	3 - 18	senoidal	43, 47, 89, 91
m2	18 - 30	senoidal	19, 23, 41, 43
m3	30 - 38	senoidal	13, 17, 29, 31
m4	38 - 44	senoidal	7, 11, 17, 19
m5	44 - 48	trapezoidal	5, 7, 11, 13, 17
m6	48 - 52	trapezoidal	5, 7, 11, 13, 17
m7	52 - 56	trapezoidal	5, 7, 11, 13, 17
m8	56 - 60	por flancos	5, 7, 11, 13, 17
m9	>60	blocos completos	5, 7, 11, 13, 17

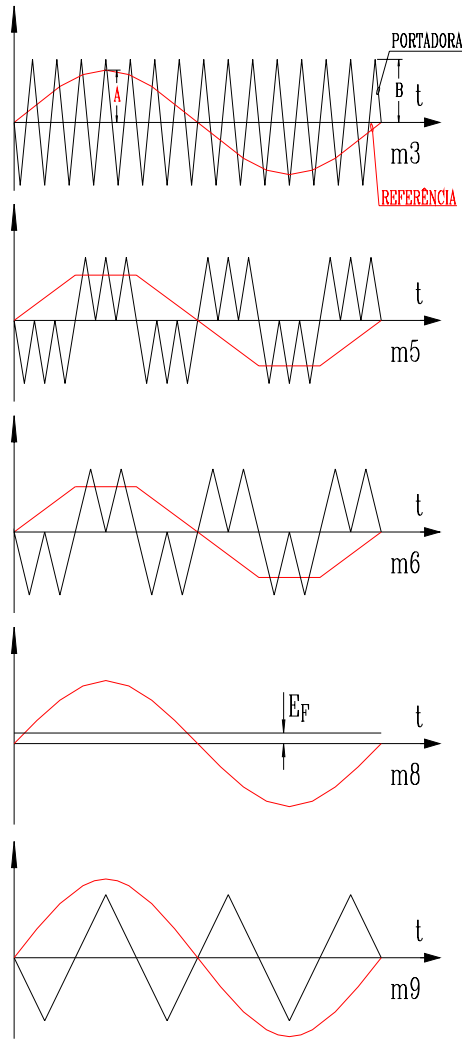


FIGURA 3 - SISTEMA DE CONTROLE MOSTRANDO A REAÇÃO ENTRE OS SINAIS DE DEMODULAÇÃO DAS ONDAS DE REFERÊNCIA E PORTADORA

Alguns dos sinais de controle (m1 a m9) descritos na tabela 1 são mostrados na FIGURA 3. A portadora está sincronizada com as três fases de referência apenas quando PM é múltiplo de 3. Por este motivo, observa-se que as portadoras devem ser modificadas, juntamente para que estejam sincronizadas com as três fases de referência.

Assim na FIGURA 3, tem-se a modulação dos flancos, que é formada através de comparação da reta de modulação  $E_F$  e a origem. Este modo é necessário para evitar o degrau entre o modo 6 e o modo 9 (blocos completos) na curva U/f.

Para operação do motor em baixa velocidade tem-se o problema de baixa ventilação, logo as perdas devem ser reduzidas ao mínimo. Como os harmônicos presentes nos sinais de corrente e tensão podem aumentar as perdas no motor, deve-se também, reduzi-los ao

mínimo possível. Assim para controlar o sinal de saída que vai para o motor pode-se obter uma relação entre os sinais senoidal de amplitude A e triangular de amplitude B que permite eliminar os harmônicos [3] até a ordem 42 (o primeiro característico é o 43 - vide modo m1 na TABELA 1).

Por outro lado à medida que se tende a operar com sinais do tipo m3 (vide FIGURA 3) para se obter um sinal de saída da onda resultante em alta freqüência o período de tempo de transição do semiconductor do inversor  $\Delta T1$  (vide FIGURA 2) ficará definido por duas características mínimas referentes aos tempos necessários para a condução e ao bloqueio.

De um modo geral pode-se dizer que existe na prática o seguinte tempo envolvido entre os estados de condução e bloqueio.

IGBT (efeito de campo)	5 [µseg]
Transistores de potência (bipolar)	35 [µseg]
GTO	50 [µseg]
SCR	100 [µseg]
Chopper	150 [µseg]

Note que embora a medida que se opera com velocidades maiores e o problema de ventilação, mencionado anteriormente já não é tão crítico mas ainda se busca um compromisso com a redução dos harmônicos em baixa freqüência e utiliza-se os sinais tipo m5 a m7 criando-se um sinal de resultante  $u_r$  com pulsos contendo largura maiores ( $\Delta T1$ ) cresce.

Por outro lado a operação com velocidades maiores faz com que a freqüência aplicada ao motor deva ser aumentado e para manter o fluxo a tensão também deverá crescer.

Mantendo-se a forma de onda triangular para obrigar o aumento de tensão deve-se aumentar a largura de cada pulso resultante (reduzindo-se a freqüência  $f_B$ ), e portanto o tempo ( $\Delta T1$ ) de transição do semiconductor será reduzido. Para não se reduzir muito o tempo ( $\Delta T1$ ) poder-se ia aumentar a tensão no circuito intermediário usando uma ponte controlada, a qual certamente irá restringir o tempo de resposta do controle, aumentar o custo do inversor, e principalmente aumentar o nível de tensão de saída do conversor implicando em sobre tensões.

Com a finalidade de evitar estes problemas a solução possível é mudar a forma de onda do sinal de modulação passando por exemplo da forma m4 para m5. Com isto a largura de pulsos aumenta o tempo de transição, praticamente, não é reduzido mas como consequência o valor eficaz da onda de tensão resultante aumenta sem aumentar o nível de tensão do circuito intermediário podendo-se continuar operando com uma ponte retificadora,

de entrada, não controlada e portanto de baixa custo, e principalmente não causando aumento no nível da tensão de saída, ou seja não se provocando sobre tensões sustentadas.

A relação entre as frequências  $f_A$  e  $f_B$  deve ficar na faixa de:

$$2,1 f_A \leq f_B \leq 45 f_A$$

Sendo que  $f_A$  corresponde a frequência desejada para o sinal  $u_1$  de saída (vide FIGURA 2) a ser aplicado ao motor e  $f_B$  a frequência do sinal de modulação (vide FIGURA 1).

### 3 - RESULTADOS OBTIDOS

Foram feitas medições em campo utilizando-se um motor de 3 [KW], 440 [V], 1700 [RPM], 5,5 [A], corrente de partida de 31,2 [A] e fator de potência de 82, e rendimento de 92%. O reator utilizado (vide FIGURA 1) é de 7% nas bases de 440 [V], 6 [A] com resistência interna de 1,6 [ $\Omega$ ]. Foram feitas quatro medições em campo, duas com reator e duas sem reator. Os resultados obtidos foram os seguintes:

CASO A: sem reator: valor de pico = 1510 [V]

CASO B: com reator: valor de pico = 1974 [V]

CASO C: sem reator: valor de pico = 822 [V]

CASO D: com reator: valor de pico = 2837 [V]

O reator utilizado nos casos B e D é o recomendado pelo fabricante do inversor.

Portanto, mesmo com a inclusão do reator aparecem sobre tensões sustentadas uma vez que o cabo entre o motor e o inversor é de 117 m e o fabricante admite uma extensão máxima de 40 m. Isto quer dizer que cabos extensos alimentam motores com inversores pode se esperar sobre tensões bastante elevadas.

Para simular este caso utilizou-se o programa MICROTRAN (Microtran é marca registrada da MICROTRAN POWER SYSTEM ANALYSES CORPORATION, VANCOUVER, CANADÁ) e compararam-se os resultados obtidos. Observa-se que os resultados de simulação possuem os mesmos aspectos daqueles obtido por medição o que se comprova a necessidade de efetuar especificações adequadas para o reator, comprimento do cabo e frequência do chaveamento do inversor, caso contrário haverá riscos de danos no motor.

### 4 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] - Tiitinen, P.; Pohjalainen, P. e Lahu, J. (ABB Industry Oy Finlândia) - Com a tecnologia DTC, uma nova geração de acionamento de corrente alternada. Revista Eletricidade Moderna - Maio de 1995 - Pg. 70 à 82.
- [2] - Allen Bradley (Bulletin 1305) - Adjustable Frequency AC Drive - Publication 1305 (5.0) - may 1994.
- [3] - Júnior, Müller E. L. - Identificação da resistência rotórica e estimação de estados do motor de indução alimentado por inversor PWM, com utilização de filtros de Kalman - dissertação de mestrado - EFEI novembro de 1991.