65. Ivin, K.J., Reddy, B.S. R. & Rooney, J.J. (1981). Role of Dioxygen as Activator in Olefin Metathesis, *J. Chem. Soc. Chem. Commun.*, 1062.
66. Kumar, V.G. & Hummel, K. (1983). *Cis-Trans* Isomerization of Polybutadiene Double Bonds During Olefin Metathesis, *J.*

- Polym. Sci., Polym. Chem. Ed.*, 21, 1183.
67. Stelzer, F., Thummer, R. & Hummel, K. (1977). Kinetik des Abbaues von 1,4-Polybutadienen durch Olefin-Metathese, *Colloid Polym. Sci.*, 255, 664.

Spanningsvoorspelling in 'n pulskragbron met 'n resonante oordragsiklus en snouregulasie

G.L. Bredenkamp

Laboratorium vir Stelsels, Fakulteit Ingenieurswese, Randse Afrikaanse Universiteit, Johannesburg 2000

Ontvang 14 Maart 1988; aanvaar 28 September 1988

UITTREKSEL

'n Eerste- en tweede-orde-voorspeller, gebaseer op 'n verkorte Taylorreeksbenadering van 'n tydveranderlike funksie, word hier beskryf. Die Laplacetransformasie van die Taylorreeks word geneem om 'n oordragsfunksie vir die voorspeller te verkry, waarop die voorspeller gesintetiseer word m.b.v. 'n aktiewe RC-netwerk. Praktiese golfvorms wat hiermee verkry is, word aangebied.

ABSTRACT

Voltage prediction in a resonant transfer cycle pulse power supply with snubber regulation

This paper describes a first and second order predictor based on a truncated Taylor series approximation on a time varying function. The Laplace transform of the Taylor series is taken to obtain a transfer function for the predictor whereupon the predictor is synthesised with an active RC network. Practical waveforms obtained are presented.

1. Agtergrond

Die werk hierin beskryf vorm deel van die ontwikkeling van 'n pulskragbron¹ (kyk fig. 1) waarin 'n kapasitor, C_0 , siklies tot 'n voorafbepaalde spanning gelaai word. Hierdie pulskragbron word vir die aandrywing van 'n multistadium-pulskompressor^{2,3} gebruik. Die spanning oor die kapasitor aan die einde van elke laaisiklus moet baie noukeurig beheer word, aangesien enige variasie in hierdie spanningsvlak aanleiding gee tot buitensporige hoë pulsdans langs die tyd as aan die uitset van die kompressor. 'n Spanningsvoorspeller (nie getoon nie) word gebruik om die kapasitorspanning te meet en genereer 'n skakelpuls om die snoutiristor T_a , wat die laaisiklus

termineer, aan te skakel. Hierdie laaigolfvorms word in fig. 2 getoon.

2. DIE PROBLEEM

In enige praktiese stelsel is daar 'n onvermydelike tydsvertraging vanaf die oomblik dat bogenoemde skakelsein gegenereer word en die punt wanneer die snoutiristor ten volle aangeskakel is. Hierdie tydsvertraging veroorsaak 'n verbyskiet in die kapasitorspanning. Die hoeveelheid verbyskiet is eweredig aan die tydsvertraging en die tydsafgeleide van die kapasitorspanning op daardie oomblik. Oor die algemeen is hierdie tydsafgeleide veranderlik as gevolg van veranderings in die toevoerspanning V_a , met die

FIGUUR 1: Pulskragbron met resonante laaibaar ($L_0 + C_0$).

gevolg dat die hoeveelheid verbyskiet ook varieer.

3. DIE OPLOSSING

Ten einde vir die verbyskiet van die kapasitorspanning te kompenseer, moet dit met 'n tyd Δt vooruit voorspel word, waar Δt gelyk is aan die tydsvertraging. Sodoende kan die skakelsein Δt sekondes vooruit gegenereer word sodat die laaistroom $i(t)$ op presies die regte oomblik gesnou word.

FIGUUR 2: Laaigolfforms van die kapasitor, met snou-aksie.

3.1 Tweede-orde-voorspeller

Op enige tydstep kan t die kapasitorspanning $v_c(t + \Delta t)$ voorspel word deur dit te benader met 'n verkorte Taylorreeks.⁴ 'n Tweede-orde-voorspelling sal dus wees:

$$y(t) = v_c(t + \Delta t) = v_c(t) + \frac{dv_c(t)}{dt} \cdot \Delta t + \frac{d^2v_c(t)}{dt^2} \cdot \frac{\Delta t^2}{2} \quad (1)$$

en die Laplacetransformasie hiervan:

$$Y(s) = (1 + \Delta t \cdot s + \frac{\Delta t^2}{2} \cdot s^2) V_c(s)$$

'n "Filter" word dus vereis met 'n oordragsfunksie:

$$T(s) \triangleq \frac{Y(s)}{V_c(s)} = (1 + \Delta t \cdot s + \frac{\Delta t^2}{2} \cdot s^2) \\ = (\Delta t \cdot s + 1 + j)(\Delta t \cdot s + 1 - j) \quad (2)$$

Hierdie filter se uitset sal dus 'n voorspelling van die inset wees Δt sekondes later. Hierdie filter se oordragsfunksie besit dus twee nulle by:

$$s = -(1+j) \cdot \frac{1}{\Delta t} \text{ en } s = -(1-j) \cdot \frac{1}{\Delta t}$$

soos in fig. 3 getoon.

'n Filter wat slegs twee nulle besit, is nie prakties realiseerbaar nie, aangesien daar altyd dieselfde getal, of meer, gepaardgaande pole aangetref word. Indien die pole ver na links van die nulle in die s-vlak

(fig. 3) geplaas kan word, sal die effek van die nulle dominant wees, en 'n goeie benadering van $T(s)$ (vgl. (2)) word sodoende verkry.

FIGUUR 3: Nulkonfigurasie van tweede-orde-voorspeller.

3.1.1 Sintese van filter

Dit kan getoon word dat die oordragsfunksie van die stroombaan in fig. 4

$$\frac{V_o}{V_c} = \frac{(RC)^2 \cdot s^2 + RC \cdot s + 1}{(RC)^2 s^2 + 3RC \cdot s + 1} \\ = \frac{(RC \cdot s + 1 + j)(RC \cdot s + 1 - j)}{(RC \cdot s + 0,382)(RC \cdot s + 2,618)} \quad (3)$$

FIGUUR 4: Netwerk om voorspeller-nulle te verskaf.

Deur $RC = \Delta t$ te stel, word die korrekte nulkombinasie vir die filter verkry. Die pole van hierdie stroombaan, veral die een by $s = -0,382/RC$, sal egter voorkom dat hierdie stroombaan suksesvol voorspel. Hierdie pole moet dus in die komplekse s-vlak na links verskuif word na 'n posisie waar die effek van die nulle dominant sal wees.

Deur die terugvoerlus van fig. 5(a) met die stroombaan van fig. 4 in kaskade te skakel, kan die pole, soos vereis, verskuif word.

Die terugvoerlus in fig. 5(b) is ekwivalent aan die aktiewe RC-netwerk van fig. 5(a), met die volgende oordragsfunksie:

FIGUUR 5: Netwerk vir verwydering van laefrekwensiepole.

$$\frac{Y(s)}{V_o} = \frac{A(s)}{1 + A(s) \cdot H(s)} \quad (4)$$

Met 'n geskikte operasionele versterker is die lusversterking $A(s) \cdot H(s) \gg 1$ by die frekwensies van belang en die oordragsfunksie van vergelyking (4) word gereduseer na

$$\frac{Y(s)}{V_o} \approx \frac{1}{H(s)} \quad (5)$$

$$\text{Waar } H(s) = \frac{1}{(R_1 C_1)^2 s^2 + 3 R_1 C_1 s + 1} \quad (6)$$

'n Oordragsfunksie wat vergelyking (2) benader, word verkry, soos benodig, indien die twee stroombane in kaskade geskakel word en die komponentwaardes van $H(s)$ so gekies word dat $R_1 C_1 = \Delta t$.

As gevolg van die $-20^{\text{dB}}/\text{dekade}$ -verswakking wat gewoonlik met $A(s)$ in die meeste operasionele versterkers verkry word, sal die terugvoering $H(s)$ die stroombaan van fig. 5(a) onstabiel maak. Deur twee klein kapasitore C_2 in parallel met weerstande R_1 en twee klein weerstande R_2 in serie met kapasitore C_1 te skakel, word die stroombaan gestabiliseer.

3.1.2 Praktiese resultate

Voordat die voorspeller hierbo beskryf in 'n puls-kragbron ingebou is, is dit met behulp van 'n driehoeksgolf getoets. Die resulterende golfvorme word in fig. 8 getoon. As gevolg van die eindige pole in die oordragsfunksie wat die reaksietyd van die stroombaan vertraag, kan gesien word dat die uitset 'n eindige tyd neem om die korrekte voorspellingswaarde by die punte waar die helling verander, te bereik. Hierdie verskynsel is egter geen probleem in die finale aanwending van die stroombaan nie, aangesien daar geen sulke diskontinuiteite in die helling van die kapasitorspanning voorkom nie. So 'n diskontinuiteit kan slegs veroorsaak word deur 'n trapverandering in die laaistroom deur die induktor,

wat natuurlik onmoontlik is.

Vir die ossillogram van fig. 8 was $RC = 3 \mu\text{s}$, die vertikale skaal 5 volt/div. en die tydskaal $5 \mu\text{s/div.}$ Die uitsetspanning (met die pieke) loop die inset met $3 \mu\text{s}$ voor, soos gesien kan word.

3.2 Eerste-orde-voorspeller

Die tweede-orde-voorspeller, hierbo, is eerste bespreek, aangesien dit van algemener belang is. Vir sommige toepassings, soos byvoorbeeld die toepassing waarvoor dit deur die skrywers gebruik word, mag dit 'n onnodige hoë noukeurigheid bied, derhalwe word die eerste-orde-voorspeller nou vir hierdie toepassing ondersoek:

Vir die geval van die gepulseerde kragbron is die kapasitorspanning:

$$v_c(t) = V_a (1 - \cos \omega_o t) \quad (7)$$

$$\text{dus sal } \frac{dv_c(t)}{dt} = V_a \omega_o t$$

en

$$\frac{d^2 v_c(t)}{dt^2} = V_a \omega_o^2 \cos \omega_o t \quad (8)$$

Indien laasgenoemde in vergelyking 1 vervang word, kry ons:

$$y(t) = \left(1 - \cos \omega_o t + \Delta t \omega_o \sin \omega_o t + \frac{(\Delta t)^2}{2} \cdot \omega_o^2 \cos \omega_o t \right) V_a \quad (9)$$

Vir 'n vertraagtyd van $2 \mu\text{s}$ en $\omega_o = 10^3 \text{ s}^{-1}$ is

$$y(t) = \left(1 - \cos 10^3 t + 2 \times 10^{-3} \sin 10^3 t + 2 \times 10^{-6} \cos 10^3 t \right) V_a \quad (10)$$

In hierdie geval is die tweede-orde-term so klein dat dit met veiligheid nagelaat kan word. Die tweede-

orde-voorspeller lewer dus 'n onnodige hoe graad van noukeurigheid.

'n Eerste-orde-voorspeller waar:

$$y(t) = v_c(t) + \frac{dv_c(t)}{dt} \Delta t \quad (11)$$

sal dus voldoende wees.

Dus is:

$$Y(s) = (\Delta t \cdot s + 1) V_c(s) \quad (12)$$

So 'n oordragsfunksie word by benadering m.b.v. van die stroombaan in fig. 6 verkry, waarvan die oordragsfunksie

$$T_1(s) = \frac{R_1 Cs + 1}{R_2 Cs + 1} \quad (13)$$

FIGUUR 6: Eerste-orde-voorspeller.

FIGUUR 7: Differensiële versterker met eerste-orde-voorspeller.

op voorwaarde dat R_2 groot genoeg gekies word, sê $R_2 \geq 10 R_1$. Laasgenoemde stroombaan besit die verdere voordeel dat dit maklik integreerbaar is in die differensiële versterkerbaan wat in elk geval vereis word vir die meet van die kapasitorspanning, soos in fig. 7 getoon.

Die ossillogram van fig. 9 toon die praktiese werking van die eerste-orde-voorspeller. Die ossillatoriese gedrag wat op die uitset by die hellingsveranderinge waargeneem word, is te wyte aan die operasionele versterker wat hier gebruik is, wat van 'n laer gehalte was as dié van die tweede-orde-voorspeller.

FIGUUR 8: Golfvorme van tweede-orde-voorspeller

FIGUUR 9: Golfvorme van eerste-orde-voorspeller.

4. PRAKTIESE IMPLEMENTERING

Die stelsel van fig. 7 is in die pulskragbron van fig. 1 ingebou en het veroorsaak dat die variasie in die finale spanning $v_c(t)$ afgeneem het van sy aanvanklike waarde van 1% vir 'n 15%-fluktuasie in toevoerspanning tot 'n vlak van beter as 0,1%, wat in elk geval met die beskikbare instrumentasie onmeetbaar was. Die finale toets van die regulasietegniek sal die pulsdans wees wat aan die uitset van die pulskompressor verkry word. Die pulskompressor is egter nog onder konstruksie en geen uitspraak kan in hierdie stadium nog gelewer word nie.

Kommentaar:

In baie toepassings sal die tydsvertraging Δt as gevolg van temperatuurveranderinge, ens., ook veranderbaar wees. Dit sou dus voordelig wees indien die voorspellertydkonstante ook veranderbaar sou wees om te kompenseer vir hierdie veranderinge.

Vir die tweede-orde-voorspeller hierbo sou so 'n maatreef die verandering van vier weerstande gelyktydig behels, wat kompleks is, veral as dit elektronies m.b.v. 'n terugvoerlus gedoen moet word om te kompenseer vir veranderinge in Δt .

In die geval van die eerste-orde-voorspeller in fig. 6 behels 'n aanpassing in Δt slegs 'n verstelling van 'n enkele weerstand, nl. R_1 , wat sonder meer per hand of outomaties gedoen kan word. Dit is 'n duidelike voordeel ten gunste van die eerste-orde-voorspeller.

5. VERWYSINGS

- Swart, P.H., Bredenkamp, G.L. & Von Bergmann, H.M. (1987). A resonant pulse power supply with pulse-energy regulation, 6th IEEE Pulsed Power Conference, Arlington, Virginia, 29 June-1 July 1987.
- Swart, P.H., Bredenkamp, G.L. & Von Bergmann, H.M. (1987). Computer spreadsheet design, numerical simulation and practical evaluation of a lossy series pulse compressor,