F10: Strömreglering (PE-Kap 3)

Allmänt om strömreglering

- Vi har tidigare tittat som hastigast på strömreglering och lite mer i detalj på varvtalsreglering.
- Varvtalsreglering av elektriska maskiner bygger i stor omfattning på ”vanlig” reglerteori och reglerteknik i den meningen att det inte kräver några direkta elmaskin eller kraftelektronikkunskaper.
- Moment- eller strömreglering är ofta starkt modellbaserad. Detta betyder att man inte alltid använder sig av strikt formellt riktig reglerteori utan istället försöker göra approximationer så att reglerparametrarna kan uttryckas i elektriska storheter som resistans och induktans i kombination med samplingsintervallets längd.
- Samplingsintervallets längd kopplat till switch-frekvensen påverkar approximationerna som görs liksom samplings-metod.

Samplings-metod

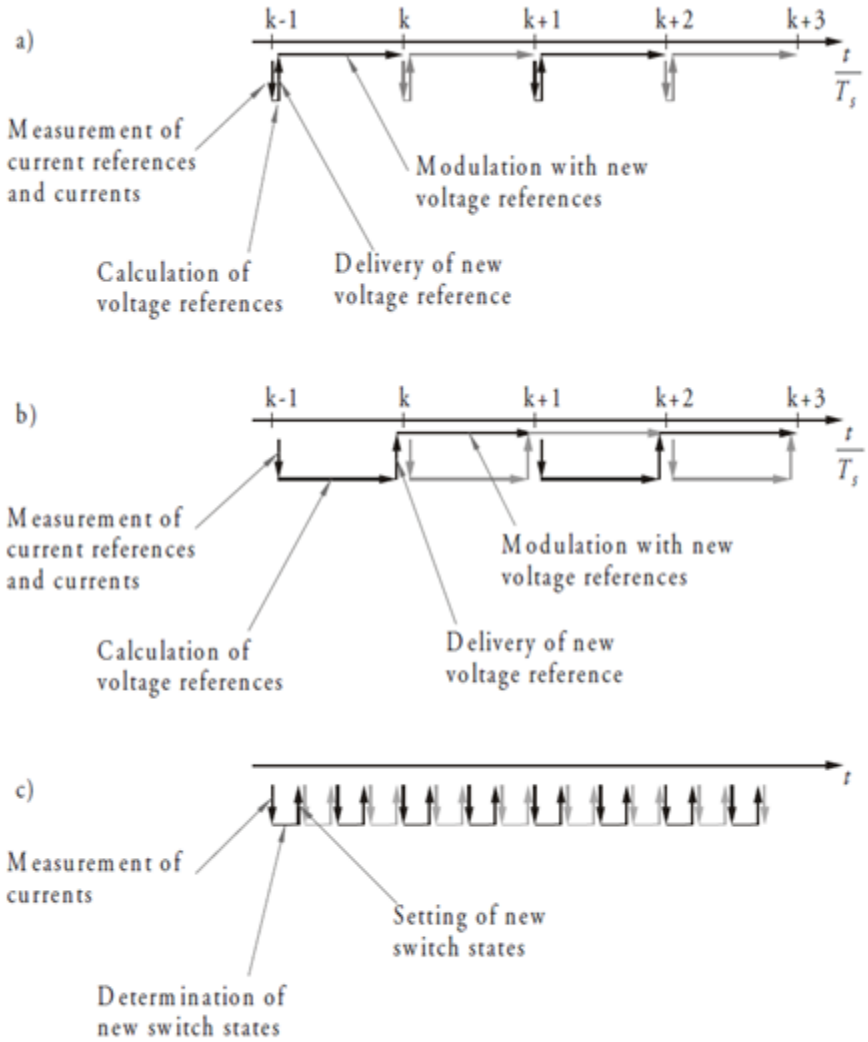


Figure 3.1: Calculation speed related to sampling time instants [k, k+1, k+2, ...] for a) a fast computer, b) a slow computer and with continuous sampling c).

Samplad strömregulator (utan fördröjningar)
- DC-last eller enfasig AC-last (I)

Ankarkretsen på en likströmsmaskin eller en allmän last ansluten till en likspänningsomvandlare eller en enfasig AC-last kan ritas som i figuren nedan. Kirchoffs spänningslag för en sådan last med klämspänning u visas också nedan.

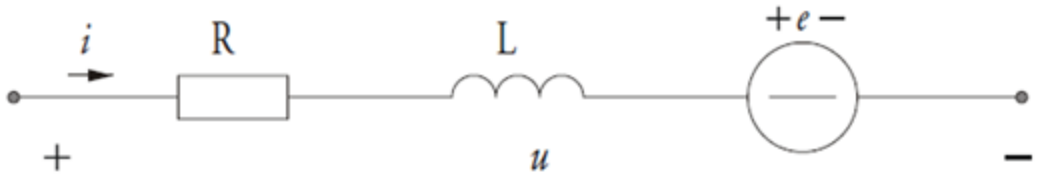


Figure 3.2: A generic 1 phase load.

$$u = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + e$$

Om man integrerar över ett sampelintervall [k..k+1] och delar med dess längd T_s erhålles en medelvärdesbildad differentialekvation:

$$\frac{\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} u\,dt}{T_s} = \frac{\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} R \cdot i\,dt}{T_s} + \frac{\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} L \cdot \frac{di}{dt}\,dt}{T_s} + \frac{\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} e\,dt}{T_s}$$

Samplad strömregulator (utan fördröjningar)
- DC-last eller enfasig AC-last (II)

Denna differentialekvation övergår alltså i en differensekvation:

$$\bar{u}(k,k+1) = R \cdot \bar{i}(k,k+1) + L \cdot \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} + \bar{e}(k,k+1)$$

Där strecket över storheten indikerar medelvärde (över intervallet). Detta kan alltså skrivas om som

$$\bar{u}(k,k+1) = R \cdot \frac{i(k+1) + i(k)}{2} + L \cdot \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} + \bar{e}(k,k+1)$$

och

$$\bar{u}(k,k+1) = \left(\frac{L}{T_s} + \frac{R}{2}\right) \cdot \big(i(k+1) - i(k)\big) + R \cdot i(k) + \bar{e}(k,k+1)$$

Resten av härledningen går ut på att tolka de ingående storheterna och deras medelvärden.

Samplad strömregulator (utan fördröjningar)
- DC-last eller enfasig AC-last (III)

Klämspänningens medelvärde motsvarar ju medelspänningen som modulatorn styr ut vilket förhoppningsvis motsvarar börvärdet vid intervallets början. Alltså: $\bar{u}(k,k+1)=u^*(k)$

Vidare så antar vi att strömregulatorn är implementerad som dead-beat dvs att: $i(k+1)=i^*(k)$

Vi antar också att e, emk:n (dvs varvtalet) eller utspänningen om denna storhet motsvarar filterkondensatorspänningen hos en SMPS, inte ändras under ett samplingsintervall: $\bar{e}(k,k+1)=e(k)$

Strömmens aktuella värde vid sampel k är summan av alla **tidigare** reglerfel (och bildar därför en tidsdiskret I-del):

$$i(k)=\sum_{n=0}^{n=k-1}\left(i^*(n)-i(n)\right)$$

Samplad strömregulator (utan fördröjningar)
- DC-last eller enfasig AC-last (IV)

Sammantaget:

$$\bar{u}(k,k+1) = \left(\frac{L}{T_s} + \frac{R}{2}\right) \cdot \left(i(k+1) - i(k)\right) + R \cdot i(k) + \bar{e}(k,k+1)$$

$$\begin{cases} \bar{u}(k,k+1) = u^*(k) \\ i(k+1) = i^*(k) \\ \bar{e}(k,k+1) = e(k) \\ i(k) = \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i^*(n) - i(n)\right) \end{cases}$$

ger

$$u^*(k) = \left(\frac{L}{T_s} + \frac{R}{2}\right) \cdot \left(i^*(k) - i(k)\right) + R \cdot \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i^*(n) - i(n)\right) + e(k) =$$

$$= \left(\frac{L}{T_s} + \frac{R}{2}\right) \cdot \left(\left(i^*(k) - i(k)\right) + \frac{T_s}{\left(\frac{L}{R} + \frac{T_s}{2}\right)} \cdot \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i^*(n) - i(n)\right) \right) + e(k)$$

Samplad strömregulator

Regulatorn är en samplad PI-regulator med framkoppling av emk:n (eller spänningen över utgångsfiltrets kondensator):

$$u^*(k) = \left(\frac{L}{T_s} + \frac{R}{2}\right) \cdot \left(\left(i^*(k) - i(k)\right) + \frac{T_s}{\left(\frac{L}{R} + \frac{T_s}{2}\right)} \cdot \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i^*(n) - i(n)\right) \right) + e(k)$$

Om signalprocessorn använder hela samplingsintervallet för att beräkna och därefter ”lägga ut” den önskade spänningen på omvandlarens utgångar så får man en fördröjning motsvarande ett sampel-intervall T_s.

Detta innebär att dead-beat förstärkning ej kan användas!

Samplad strömregulator (med fördröjning)

Det enklaste sättet att undvika problemet är att minska förstärkningen så att den är lägre än dead-beat-förstärkning:

$$u^*(k) = k_i \cdot \left(\frac{L}{T_s} + \frac{R}{2} \right) \cdot \left(\left(i^*(k) - i(k) \right) + \frac{T_s}{\left(\frac{L}{R} + \frac{T_s}{2} \right)} \cdot \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i^*(n) - i(n) \right) \right) + e(k)$$

Där k_i motsvarar en per-unit förstärkning med dead-beat-förstärkningen som basvärde!

Ett lämpligt val av k_i är 0.5 eller 0.25!

Samplad strömregulator (med fördröjning)

Ett annat mer elegant sätt att hantera fördröjningen med är med hjälp av en Smith-prediktor.

En Smith-prediktor gör en (upp-) skattning av vad strömförändringen borde bli med den pålagda spänningen och adderar denna till den mätta strömmen.

Observera att noggrannheten hos denna skattning blir starkt beroende av att lastens parametrar är kända med stor noggrannhet, speciellt induktansen L.

2Q-omvandlare med samplad strömregulator

Exempel 1: Utan fördröjningar, kända parametrar

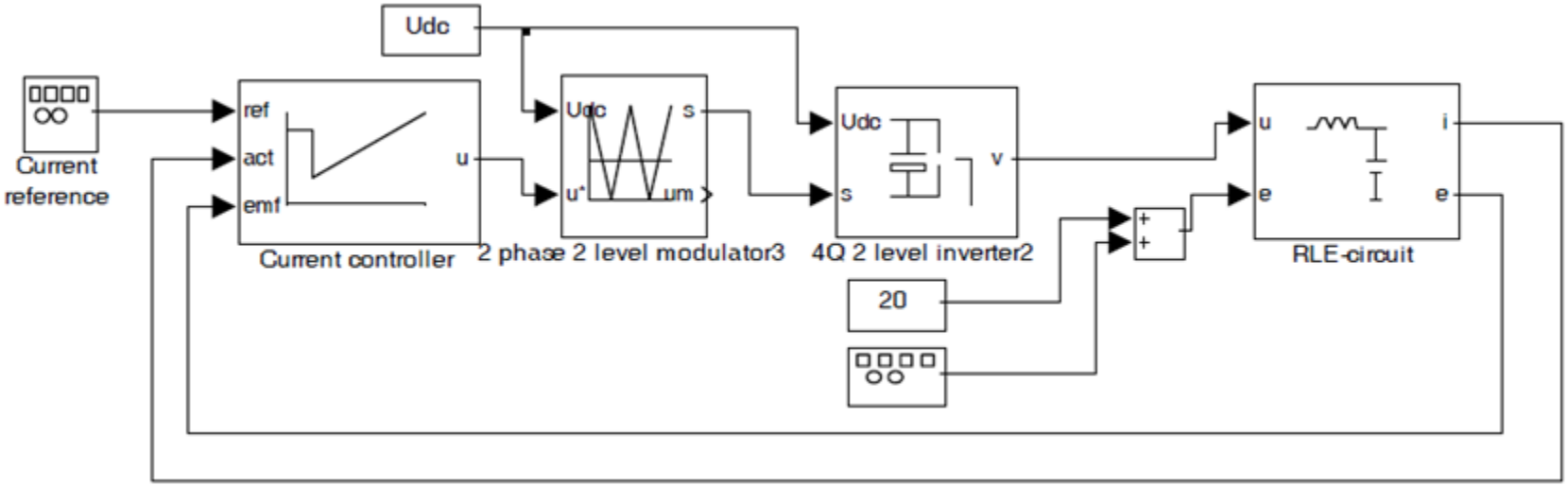
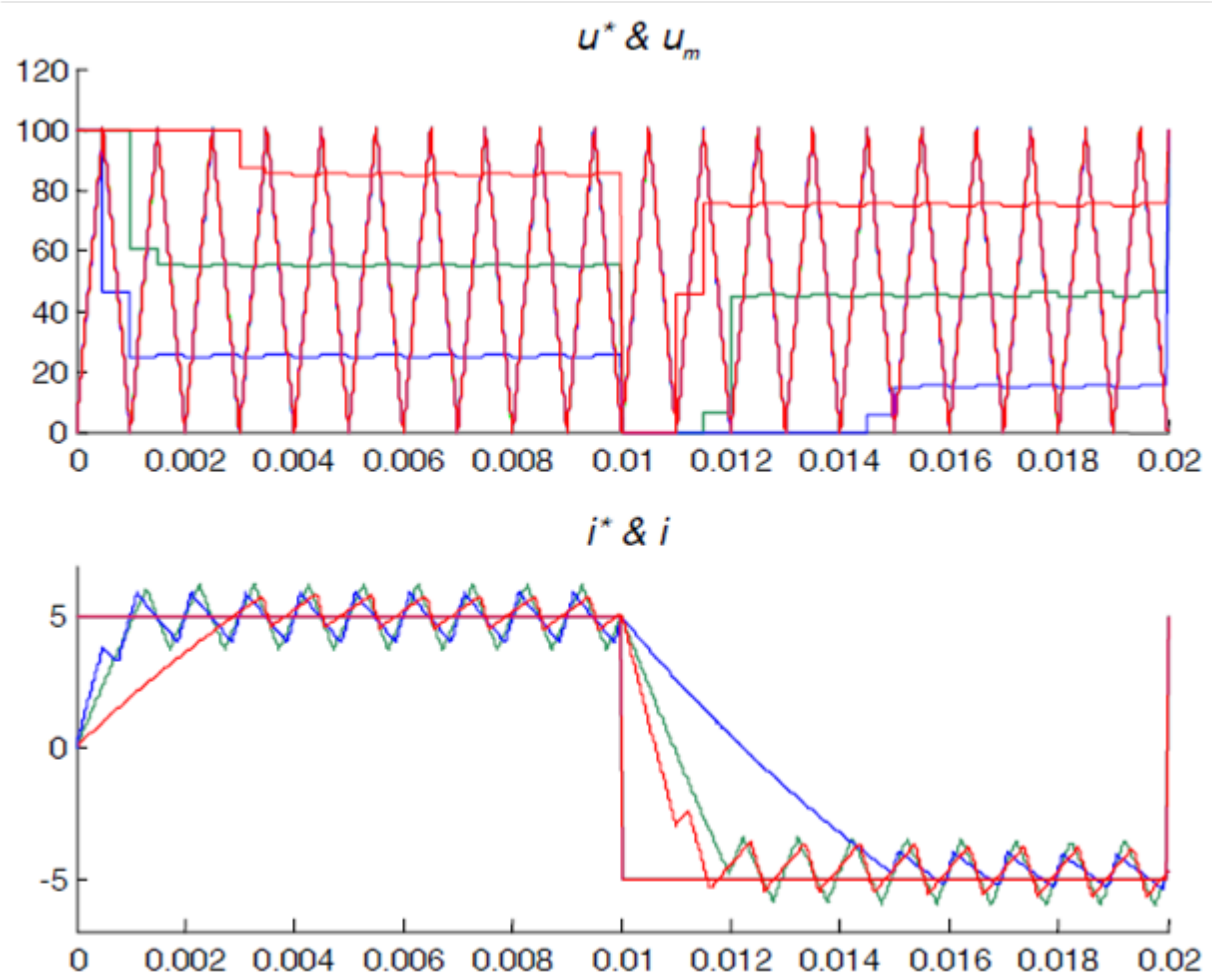


Figure 3.5: 2 quadrant DC link converter.

$$\begin{cases} L = 10\ \text{mH} \\ R = 1\,\Omega \\ T_s = 0.5\ \text{ms} \\ U_{dc} = 100\ \text{V} \end{cases}$$

2Q-omvandlare med samplad strömregulator

Exempel 1: Utan fördröjningar, kända parametrar

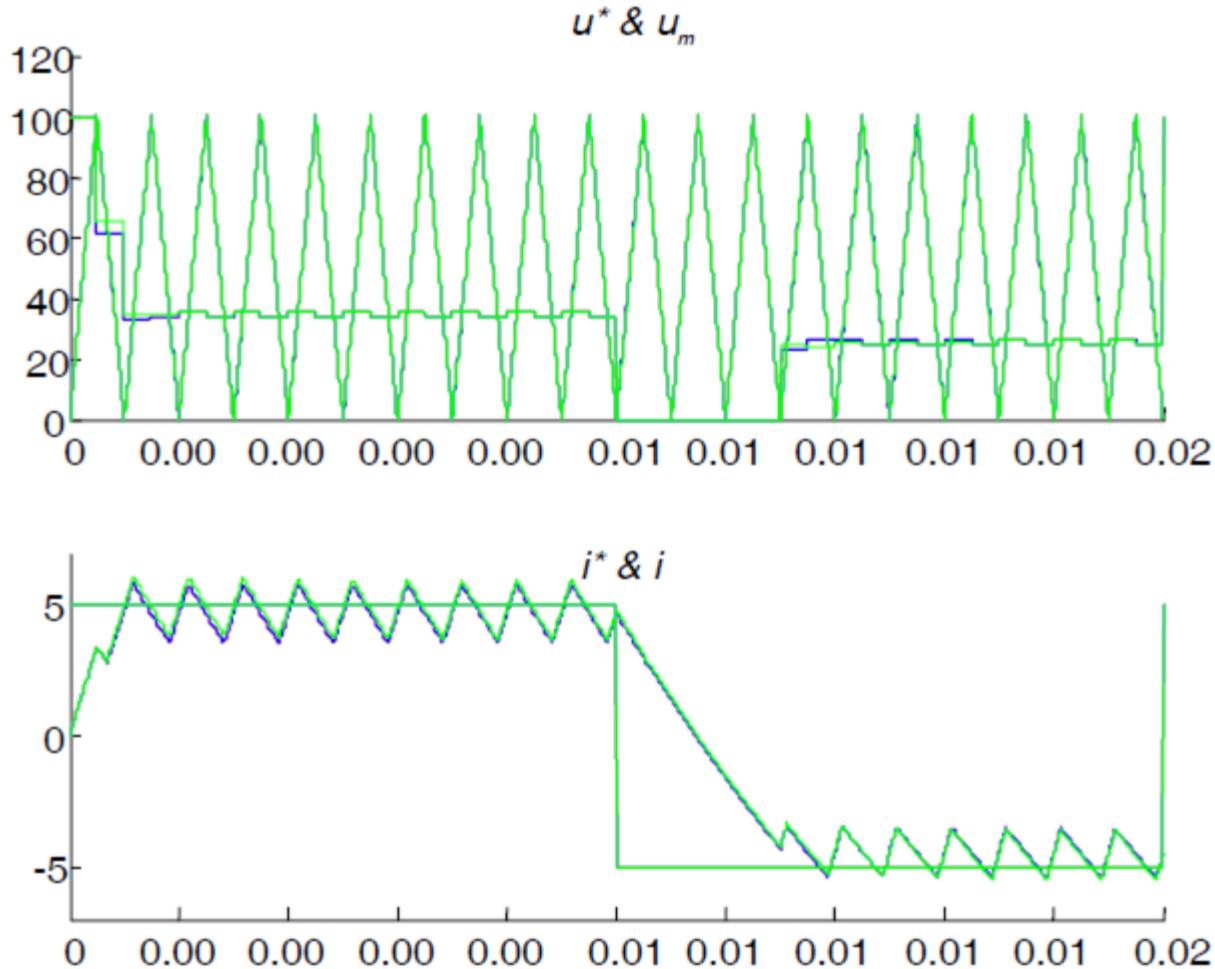


$$\begin{cases} L = 10\,\text{mH} \\ R = 1\,\Omega \\ T_s = 0.5\,\text{ms} \\ U_{dc} = 100\,\text{V} \end{cases}$$

Figure 3.6: Load current step response. Upper diagram with modulating wave and references with e=[20, 50, 80] V. Lower diagram with current reference and current.

2Q-omvandlare med samplad strömregulator

Exempel 2: Med fördröjning, felaktigt värde på R

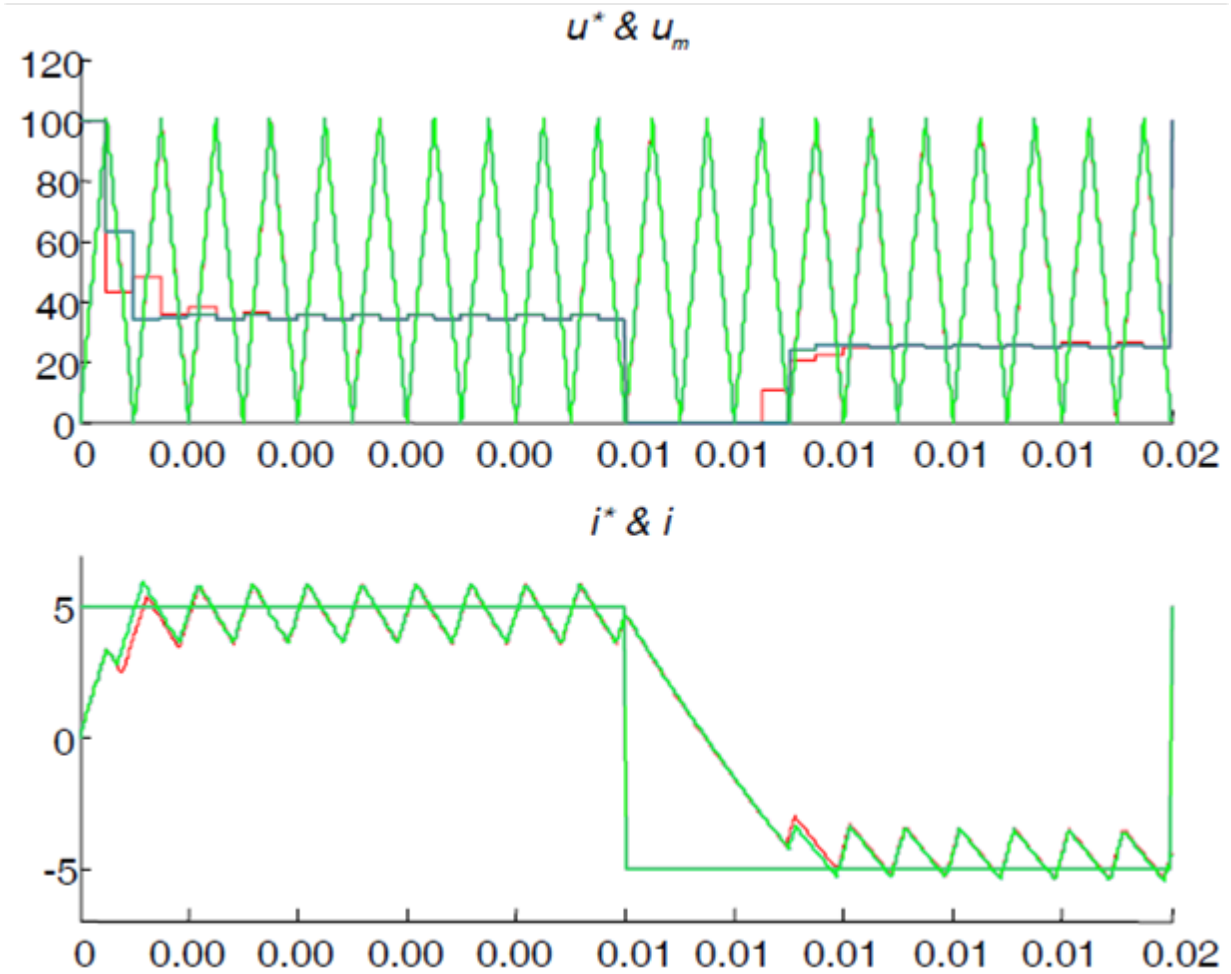


$$\begin{cases} L = 10\ \text{mH} \\ R = 1\,\Omega \\ T_s = 0.5\ \text{ms} \\ U_{dc} = 100\ \text{V} \end{cases}$$

Figure 3.7: Current step response with a "slow computer" current controller and mistuned resistance with [50%, 100%, 200%] of the load resistance used in the controller.

2Q-omvandlare med samplad strömregulator

Exempel 3: Med fördröjning, felaktigt värde på L



$$\begin{cases} L = 10\,\text{mH} \\ R = 1\,\Omega \\ T_s = 0.5\,\text{ms} \\ U_{dc} = 100\,\text{V} \end{cases}$$

Figure 3.8: Current step resposnse with a "slow computer" current controller and mistuned inductance with [80%, 100%, 120%] of the load inductance used in the controller.

4Q-omvandlare med samplad strömregulator

Exempel 4: Utan fördröjningar, kända parametrar

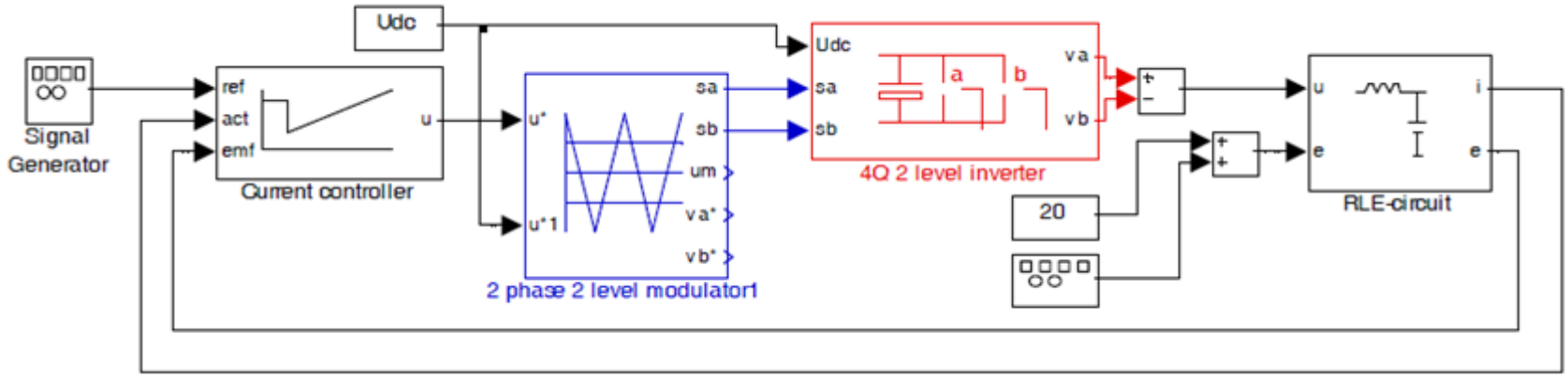
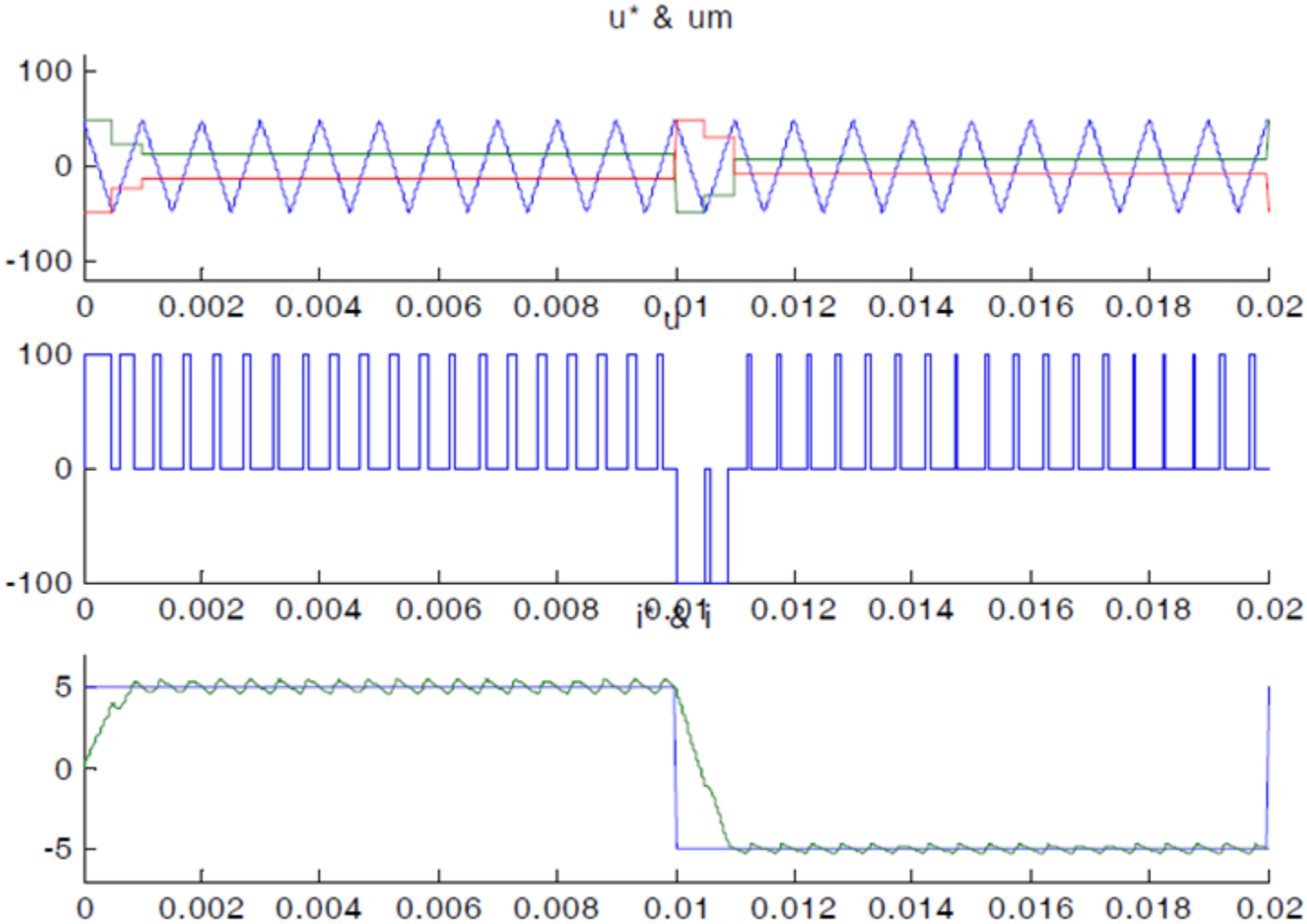


Figure 3.9: 4 quadrant DC link converter.

$$\begin{cases} L = 10\ \text{mH} \\ R = 1\,\Omega \\ T_s = 0.5\ \text{ms} \\ U_{dc} = 100\ \text{V} \end{cases}$$

4Q-omvandlare med samplad strömregulator

Exempel 4: Utan fördröjningar, kända parametrar



$$\begin{cases} L = 10\,\text{mH} \\ R = 1\,\Omega \\ T_s = 0.5\,\text{ms} \\ U_{dc} = 100\,\text{V} \end{cases}$$

Figure 3.10: Step response with a 4-quadrant converter.

Toleransbandsreglering

Detta avsnitt kallas ”Direct Current Control (DCC)” i kursmaterialet. Detta är ett dåligt och i princip felaktigt namn på det som beskrivs. Det korrekta engelska namnet på det som beskrivs är ”tolerance band control”.

Det använda namnet spelar på ”Direct Torque Control (DTC)” som är en reglermetod som används för framförallt asynkronmaskiner där vridmomentet (eng. Torque) och även flödet toleransbandsregleras.

Hur som helst så syftar inte ”Direct” på att toleransbandsreglering används utan att man reglerar moment men även flödets amplitud (likstorheter vid stationäritet) direkt utan att gå via ström och spänning. Detta betyder att man inte behöver övergå i roterande koordinatsystem för att bli av med det stationära felet.

2Q-omvandlare med toleransbandsreglerad *i*

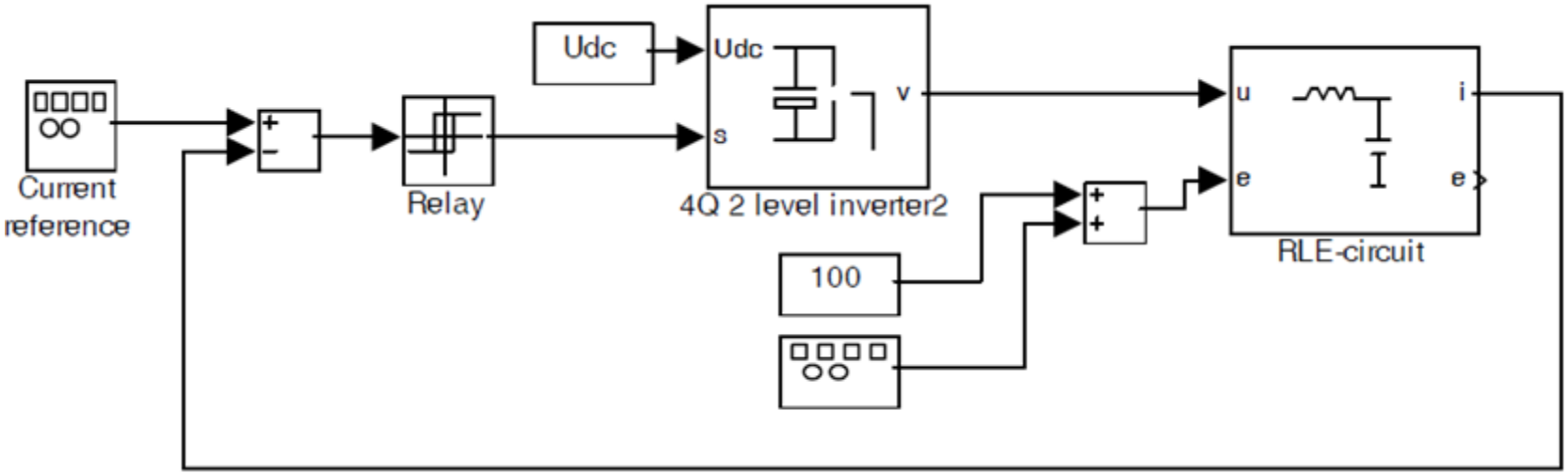
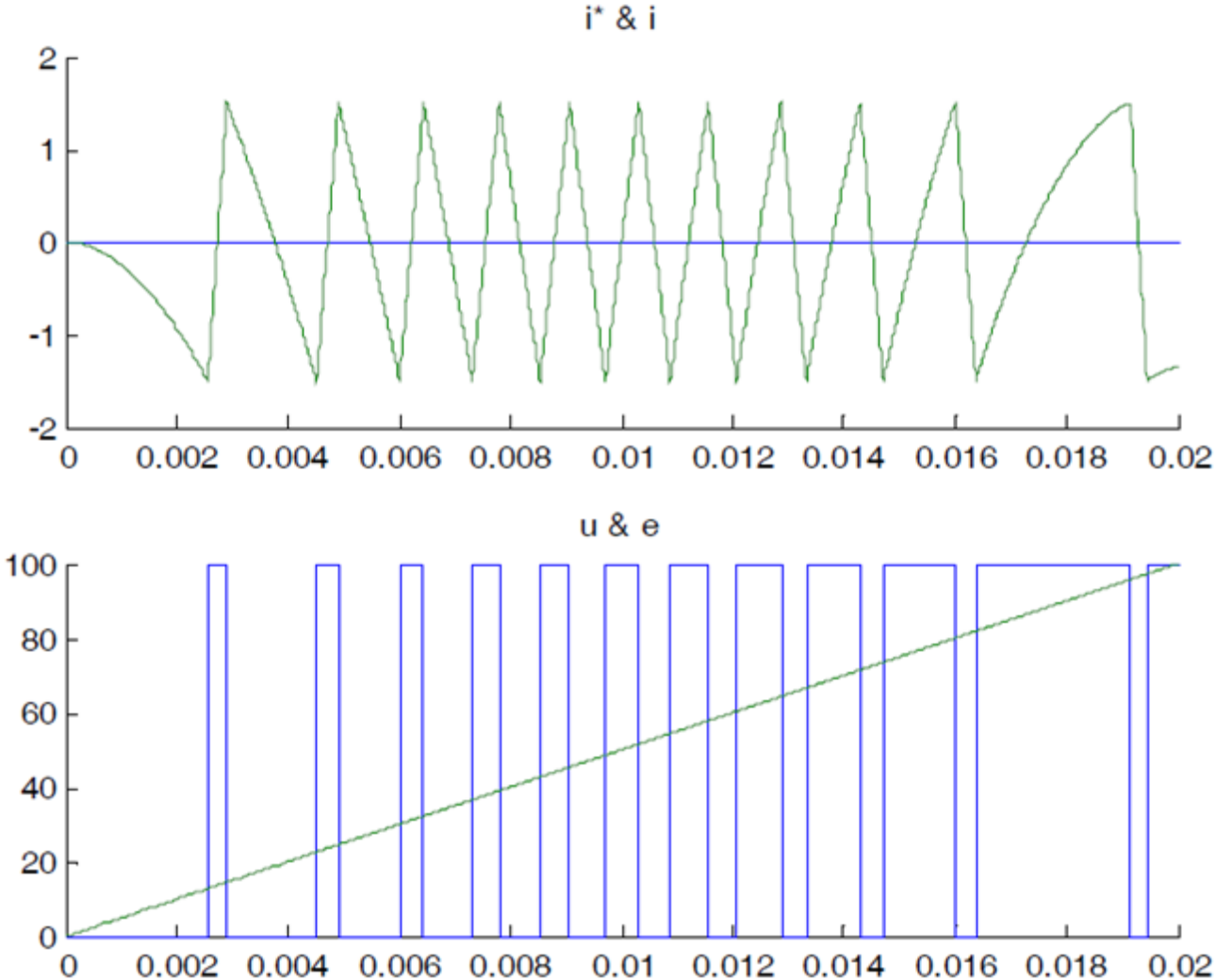


Figure 3.11. Tvåkvadrantomvandlare med toleransbandsregulator (verkande på strömmen) implementerad som ett relä.

Switch-tillståndet ges av (OBS tidigare: $s \in [0,1]$, nu: $s \in [-1,1]$):

$$s = \begin{cases} 1 & \text{if} \quad i < i^* - (\Delta i/2) \\ -1 & \text{if} \quad i > i^* + (\Delta i/2) \\ s & \text{if} \quad i^* - (\Delta i/2) < i < i^* + (\Delta i/2) \end{cases}$$

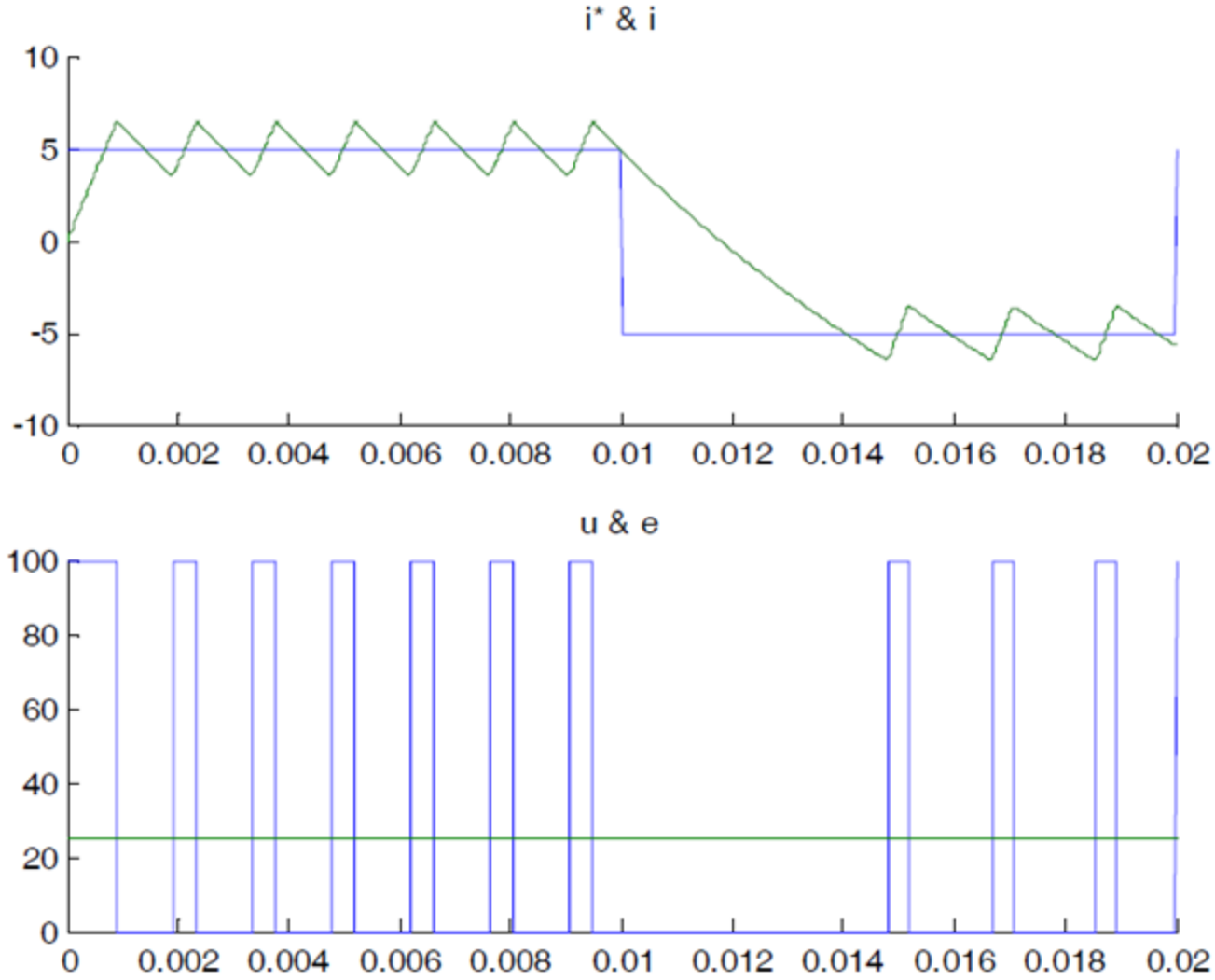
2Q-omvandlare med toleransbandsreglerad *i*



$$\begin{cases} L = 10\,\text{mH} \\ R = 1\,\Omega \\ U_{dc} = 100\,\text{V} \\ \Delta i = 3\text{A} \end{cases}$$

Figure 3.12. Strömrippel vid varierande emk e och strömbörvärde i^*=0 A.

2Q-omvandlare med toleransbandsreglerad *i*



$$\begin{cases} L = 10\ \text{mH} \\ R = 1\,\Omega \\ U_{dc} = 100\ \text{V} \\ \Delta i = 3\text{A} \end{cases}$$

Figure 3.14. Stegsvar för en tvåkvadrantomvandlare vid toleransbandsreglerad ström.

4Q-omvandlare med toleransbandsreglerad *i*

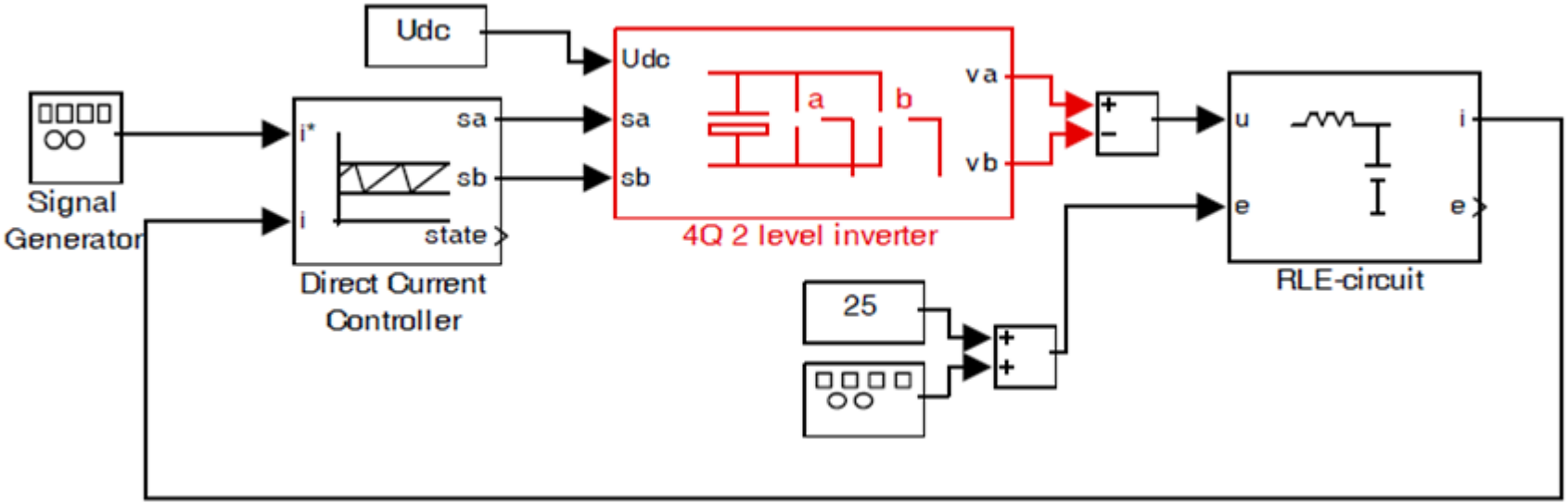


Figure 3.15. Fyrkvadrantomvandlare med toleransbandsregulator (verkande på strömmen).

Switch-funktionen mer komplicerad nu -- två switch-tillstånd men bara en ström!

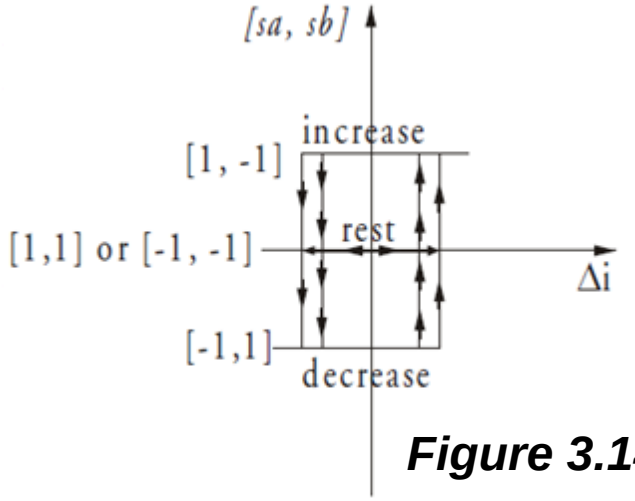
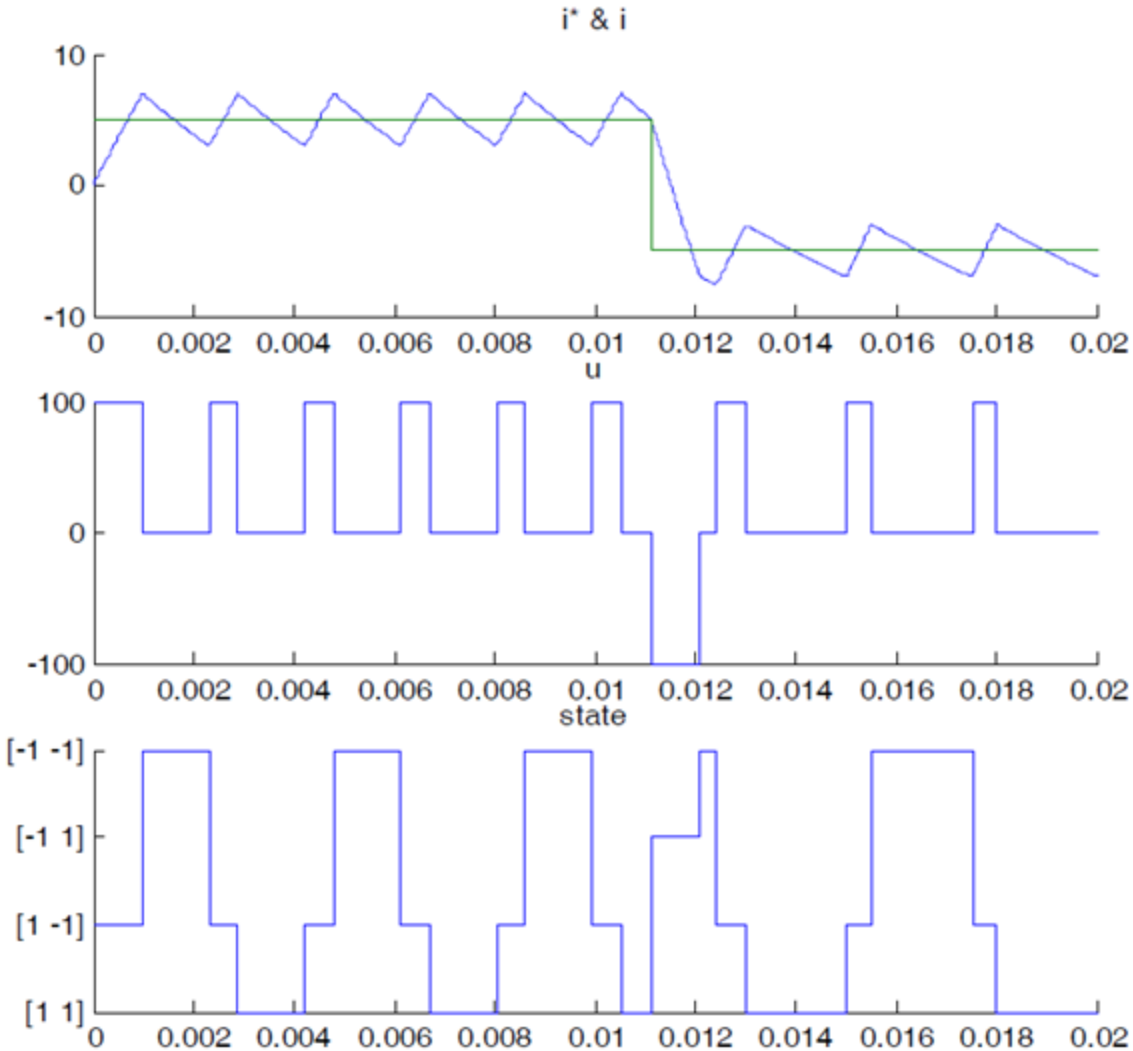


Figure 3.14.

4Q-omvandlare med toleransbandsreglerad *i*



$$\begin{cases} L = 10\ \text{mH} \\ R = 1\,\Omega \\ U_{dc} = 100\ \text{V} \\ \Delta i = 4\ \text{A} \end{cases}$$

Figure 3.16. Stegsvar för en tvåkvadrantomvandlare vid toleransbandsreglerad ström.

Strömreglering i trefasiga system

Det som sagts tidigare om strömreglering för likspännings- och enfasiga växelspänningslaster går att utvidga även till trefasiga laster och system.

Den elektriska delen av en synkronmaskin eller ett trefasnät (i det senare fallet motsvarar emk:n e nätspänningen) kan beskrivas med differentialekvationen

$$\vec{u} = R \cdot \vec{i} + L \cdot \frac{d\vec{i}}{dt} + \vec{e}$$

i det stationära koordinatsystemet ($\alpha\beta$). I detta koordinatsystem kommer emk-vektorn att rotera med den elektriska vinkelfrekvensen ω dvs (vid effektinvariant transformation)

$$\vec{e} = E \cdot e^{j\omega t} \quad \Rightarrow \quad \vec{\psi} = \int \vec{e}\,dt = \frac{E}{\omega} \cdot e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)}$$

Strömreglering i trefasiga system

Ur detta ser man att emk:n och flödet är 90° åtskiljda. Om man låter flödet och den inducerade spänningen definiera två axlar i ett roterande (dq-) koordinatsystem så kommer emk och flöde att vara likstorheter i detta koordinatsystem.

$$\vec{e} = E \cdot e^{j\omega t} \quad \Rightarrow \quad \vec{\psi} = \frac{E}{\omega} \cdot e^{j\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)}$$

$$\vec{y}^{\alpha\beta} = \vec{y}^{dq} \cdot e^{j\omega t}$$

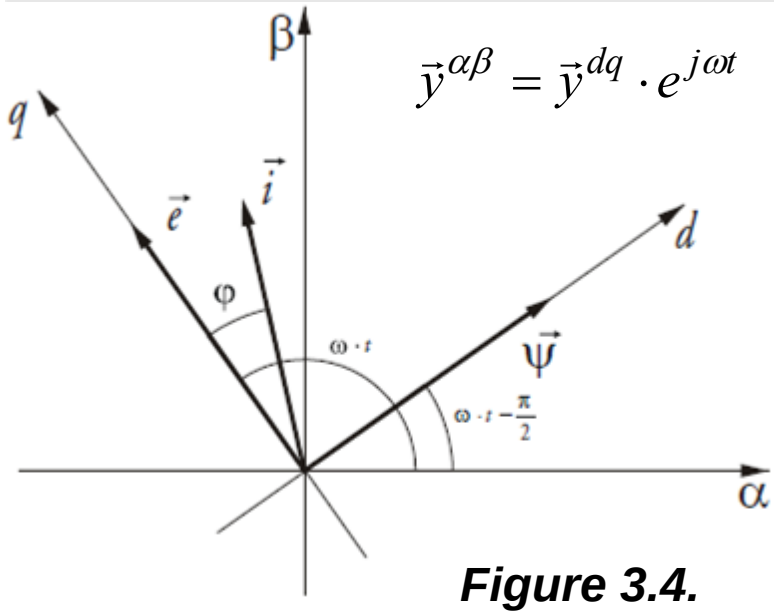


Figure 3.4.

$$\vec{u}^{\alpha\beta} = R \cdot \vec{i}^{\alpha\beta} + L \cdot \frac{d\vec{i}^{\alpha\beta}}{dt} + \vec{e}^{\alpha\beta} \quad \Rightarrow$$

$$\vec{u}^{dq} \cdot e^{j\omega t} = R \cdot \vec{i}^{dq} \cdot e^{j\omega t} + L \cdot \frac{d\left(\vec{i}^{dq} \cdot e^{j\omega t}\right)}{dt} + \vec{e}^{dq} \cdot e^{j\omega t} \quad \Rightarrow$$

$$\vec{u}^{dq} = R \cdot \vec{i}^{dq} + j\omega L \cdot \vec{i}^{dq} + L \cdot \frac{d\vec{i}^{dq}}{dt} + \vec{e}^{dq}$$

Strömreglering i trefasiga system

Om man sätter in $\vec{y}^{dq} = y_d + jy_q$

Så kan man skriva om differentialekvationen från vektorform till komponentform dvs

$$\vec{u}^{dq} = R \cdot \vec{i}^{dq} + j\omega L \cdot \vec{i}^{dq} + L \cdot \frac{d\vec{i}^{dq}}{dt} + \vec{e}^{dq} \quad \Rightarrow$$

$$\begin{cases} u_d = R \cdot i_d - \omega L \cdot i_q + L \cdot \dfrac{di_d}{dt} \\ u_q = R \cdot i_q + \omega L \cdot i_d + L \cdot \dfrac{di_q}{dt} + e_q \end{cases}$$

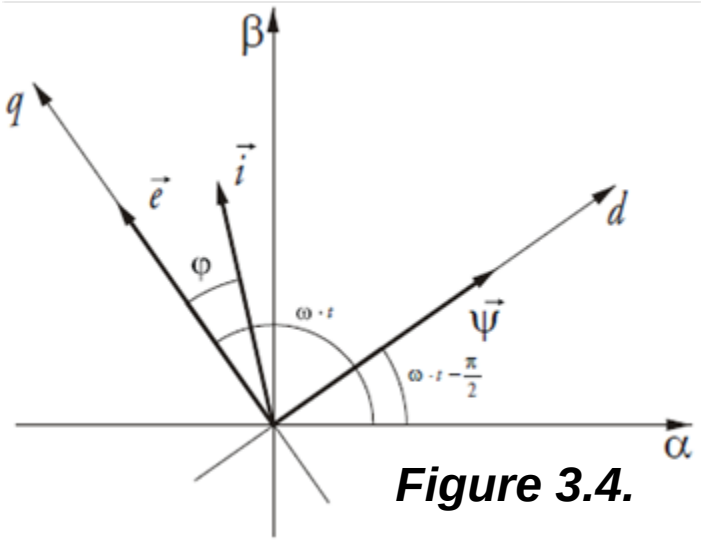


Figure 3.4.

Observera att ovanstående differentialekvationer är identiska med den som gäller för en DC-maskin om man bortser från korskopplingstermerna. Dessutom är alla ingående storheter likstorheter.

Strömreglering i trefasiga system

Om man härleder en samplad strömregulator från dessa differentialekvationer så blir dessa uttryck också väldigt lika det som härleddes för en DC-maskin.

$$\begin{cases} u_d = R \cdot i_d - \omega L \cdot i_q + L \cdot \dfrac{di_d}{dt} \\ u_q = R \cdot i_q + \omega L \cdot i_d + L \cdot \dfrac{di_q}{dt} + e_q \end{cases} \Rightarrow$$

$$\begin{cases} u_d^*(k) = \left(\dfrac{L}{T_s} + \dfrac{R}{2}\right) \cdot \left(\left(i_d^*(k) - i_d(k)\right) + \dfrac{T_s}{\left(\dfrac{L}{R} + \dfrac{T_s}{2}\right)} \cdot \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i_d^*(n) - i_d(n)\right) \right) - \omega L \cdot i_q(k) \\ u_q^*(k) = \left(\dfrac{L}{T_s} + \dfrac{R}{2}\right) \cdot \left(\left(i_q^*(k) - i_q(k)\right) + \dfrac{T_s}{\left(\dfrac{L}{R} + \dfrac{T_s}{2}\right)} \cdot \sum_{n=0}^{n=k-1} \left(i_q^*(n) - i_q(n)\right) \right) + \omega L \cdot i_d(k) + e_q(k) \end{cases}$$