PHASENREGELUNG FÜR RESONANTE ENERGIEVERSORGUNG

F. Turki, R. Czainski

1 EINFÜHRUNG

Die Erfahrung mit der Energieversorgung von resonanten Lasten hat gezeigt, dass Wechselrichter größerer Leistung sehr empfindlich gegenüber einer Phasenverschiebung zwischen Ausgangsstrom und -spannung sind, da die Schaltvorgänge nicht mehr verlustarm im Stromnulldurchgang erfolgen. Dieses Problem kann mittels einer Phasenregelung mit der Frequenz als Stellgröße gelöst werden.

2 PRINZIP

Das Ziel ist die Erzeugung eines konstanten Wechselstroms in einer Primärschleife. Dies wird durch den Vierpol **(Bild 1)** in seiner Funktion als Spannungs-/Stromwandler erreicht. Die Impedanzen werden so gewählt, dass gilt:

$$X_C = -X_L$$

Wird für die Frequenz der Eingangsspannung U_0 die Eigenfrequenz des Vierpols gewählt, resultiert ein Strom mit der konstanten Amplitude

$$I_L = \frac{U_0}{X} \quad .$$

Die Energieabnahme erfolgt mittels eines Pick-up, dessen Sekundärwicklung Bestandteil eines Resonanzkreises ist **(Bild 2)**. Das magnetische Feld erzeugt in der Sekundärwicklung einen Strom, der nach Bedarf gleichgerichtet werden kann.

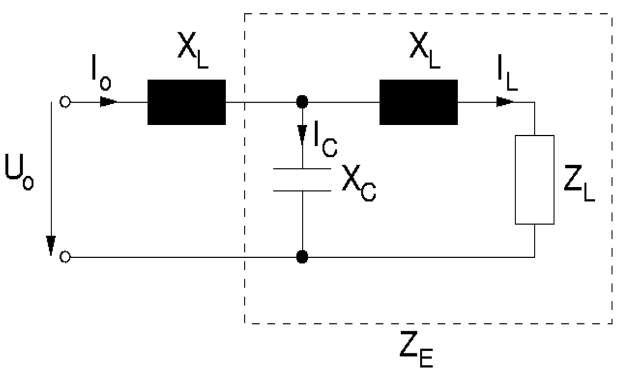

Bild 1: Der Vierpol

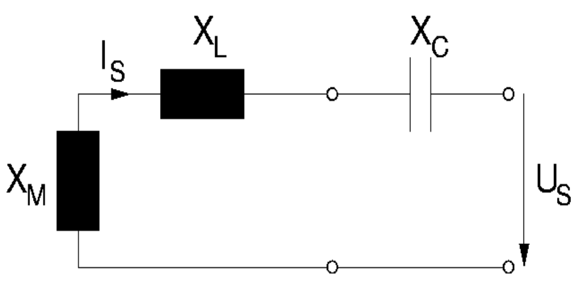

Bild 2: Der Pick-up

Die Anordnung aus Vierpol und Pick-up kann als schmalbandiger Bandpass betrachtet werden. Die vorerst als nichtinduktiv angenommene Last stellt die Dämpfung dar.

Problematisch bei der Speisung der Primärwicklung mit einem Hochleistungswechselrichter ist bereits jede geringfügige Veränderung der Impedanz dieser Wicklung, beispielsweise durch Temperaturschwankungen oder auch durch Annäherung ferromagnetischer Körper. Aufgrund der Phasenverschiebung zwischen Ausgangsstrom und -spannung entstehen zunehmende Schaltverluste. Die Leistungshalbleiter, z. B. IGBTs, schalten nicht mehr verlustarm im Stromnulldurchgang und können deshalb infolge der zunehmenden Schaltverluste zerstört werden.

3 DAS REGLERKONZEPT

Aufgabe des Reglers ist es, den Phasenwinkel zu Null zu regeln, indem die Frequenz des Wechselrichters im eingeschwungenen Zustand gleich der Resonanzfrequenz des Bandpasses gehalten wird.

3.1 Beschreibung der Regelstrecke

Die Auslegung des Reglers benötigt eine Beschreibung der Regelstrecke. Z_P ist die Gesamtimpedanz der Strecke:

$$Z_P = j\omega L + \frac{j\omega L + R_L}{1 - \omega^2 LC + j\omega C R_L} \tag{1}$$

Für einen abgeglichenen Vierpol gilt:

$$C = \frac{1}{\omega_0{}^2 L}; \quad L = \frac{U_0}{I_L \omega_0}; \tag{2}$$

Mit der Spannung U_0 des Wechselrichters als Eingangsgröße des Blocks und dem Strom I_L im Primärkreis als Ausgangsgröße lautet die Übertragungsfunktion mit $s = j\dfrac{\omega}{\omega_0}$:

$$G(s) = \frac{1}{Z_P} = \frac{s^2 + \dfrac{I_L R_L}{U_0} + 1}{\dfrac{U_0}{I_L} s^3 + R_L s^2 + \dfrac{2U_0}{I_L} s + R_L}\,. \tag{3}$$

Bild 3 zeigt das Bode-Diagramm der Regelstrecke. Für Frequenzen größer Null besitzt die Phase zwei Nullstellen.

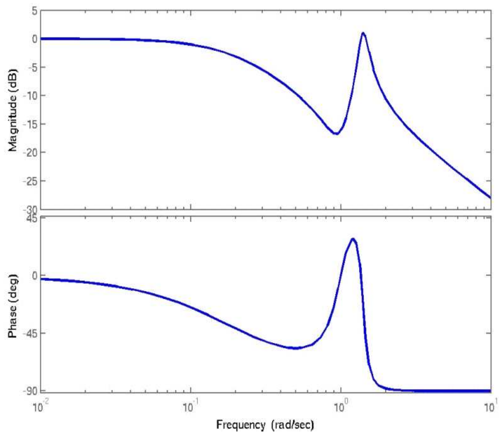

Bild 3: Bode-Diagramm der Strecke

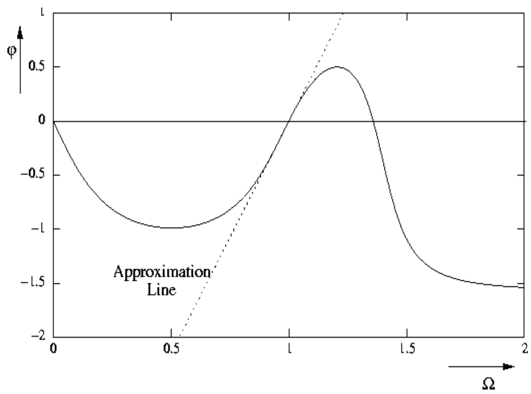

Bild 4: Linearisierung der Phase

Die Frequenz der ersten Nullstelle ist die Resonanzfrequenz, die der zweiten die Kurzschluss-frequenz des Vierpols. Die Stellgröße, in diesem Fall die Wechselrichterausgangsfrequenz, darf diesen Bereich nicht erreichen. Der Phasenwinkel errechnet sich zu:

$$\varphi(\Omega) = -\arctan\left(\frac{1}{k}\Omega^5 + \left(k - \frac{3}{k}\right)\Omega^3 + \left(\frac{2}{k} - k\right)\Omega\right) \tag{4}$$

mit

$$k = \frac{I_L R_L}{U_0}; \quad \Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$$

Da die Veränderung der Induktivität in der Nähe von ω_0 sehr klein ist, kann die Phase an dieser Stelle linearisiert werden **(Bild 4)**. Die Steigung der Linearisierungsgerade ist die Ableitung der Phase φ in diesem Punkt ($\omega = \omega_0$; $\Omega = 1$):

$$\dot{\varphi}(1) = \frac{2}{k} - 2k \tag{5}$$

Die Verstärkung der Strecke ist gleich dieser Steigung. Der Regler muss so ausgelegt werden, dass er im gesamten Bereich der Streckenverstärkung ($k \sim R_L$) stabil ist.

Als nächstes ist das dynamische Verhalten der Regelstrecke zu untersuchen. Es wird angenommen, dass die Phasenlage und die Amplitude gleich schnell einschwingen, so dass die Sprungantwort mit der eines PT_1-Gliedes angenähert werden kann (**Bild 5**). Wird eine Frequenzverschiebung angewendet, lautet die Übertragungsfunktion im Basisband:

$$G(s+1) = \frac{1}{R_L} \frac{s^2 + (k+2)s + k + 2}{\frac{1}{k}s^3 + \left(1 + \frac{3}{k}\right)s^2 + \left(2 + \frac{5}{k}\right)s + \frac{3}{k} + 2} \tag{6}$$

Das äquivalente PT_1-Glied ergibt sich zu:

$$G_{eq}(s) = \frac{K_{eq}}{T_{eq}s + 1} \text{ mit } K_{eq} = \frac{1}{R_L}\frac{2+k}{2+\frac{3}{k}}; T_{eq} = \frac{2+\frac{5}{k}}{2+\frac{3}{k}} - 1 \tag{7}$$

Nur die Zeitkonstante dieses PT_1-Gliedes wird benötigt. Als Verstärkung wird die Steigung der Linearisierungsgeraden $K_\varphi = \dot{\varphi}(1)$ gewählt. Die Übertragungsfunktion der resultierenden Strecke lautet nun:

$$G_\varphi(s) = \frac{\dot{\varphi}(1)}{T_{eq}s + 1} = \frac{2k + \frac{2}{k}}{\left(\frac{2+\frac{5}{k}}{2+\frac{3}{k}} - 1\right)s + 1} \tag{8}$$

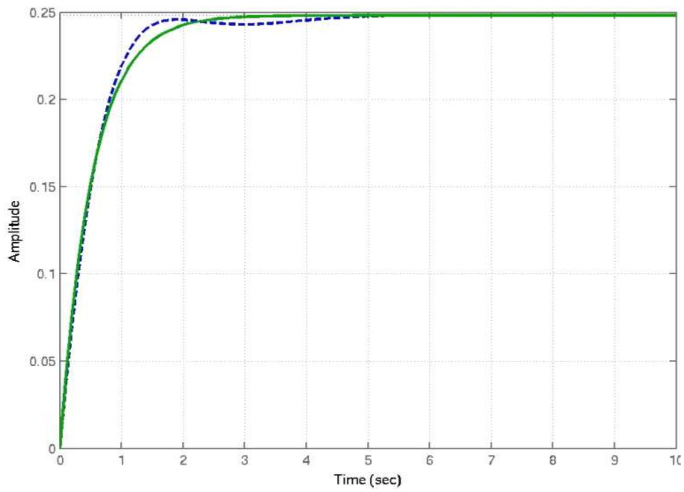

Bild 5: Annäherung der Strecke mit einem Tiefpass

3.2 Der Phasenregler

Der Phasenregler wird als PI-Glied realisiert. Aufgrund der langsamen Änderung der Strecke wird kein differenzierendes Glied gebraucht. Da die Phase nur einmal pro Periode gemessen wird, hat diese Messung die in **Bild 6** dargestellte *sample and hold* - Eigenschaft.

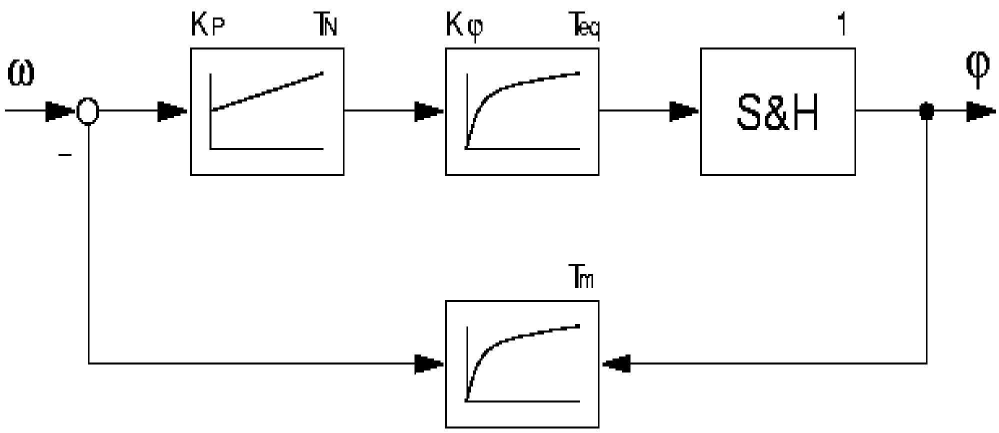

Bild 6: Der Phasenregler

Die Schwierigkeit bei der Phasenregelung ist die variable Verstärkung der Strecke. Man könnte die Wirkleistung am Ausgang des Wechselrichters messen und daraus die Verstärkung errechnen. Aufgrund der Komplexität der Messung wird jedoch darauf verzichtet und der Regler so ausgelegt, dass der Regelkreis auch mit konstanten Reglerparametern für den gesamten Lastbereich (R_L = 0,01 ... 5 Ω) stabil ist.

Bild 7 zeigt die Sprungantwort des Regelkreises für minimale und maximale Last. In beiden Fällen schwingt der Regelkreis innerhalb von 20 ms auf den Phasenwinkel-Sollwert ein.

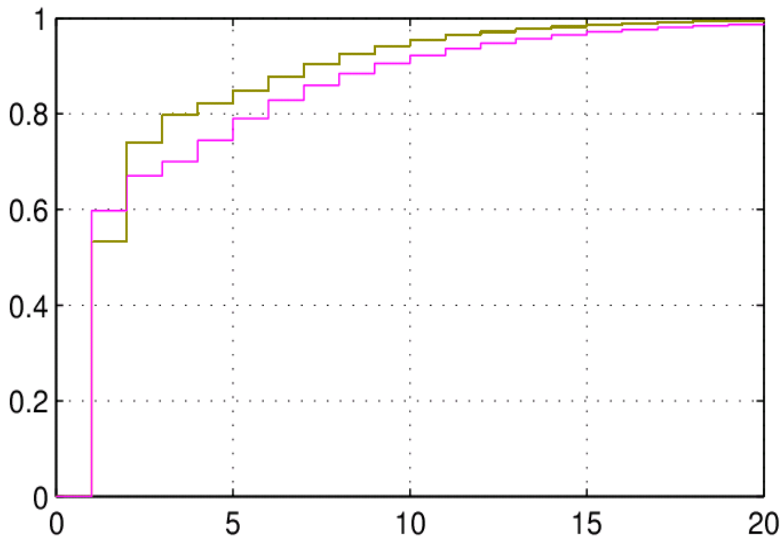

Bild 7: *Sprungantwort für R_L = 0,01 Ω und R_L = 5 Ω*