

LCL-Filter Dimensionierung für Vierleiter-Gleichspannungsstromrichter mit Aktiv-Filter Funktionalität

M. Sc. Benjamin Hoepfner, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg, Deutschland
Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg, Deutschland

1 Einleitung

Gleichspannungsstromrichter (kurz: Stromrichter) halten seit geraumer Zeit verstärkt Einzug in das Energieversorgungsnetz. Allen gemein ist die Wandlung von elektrischer Energie aus einem Gleichspannungszwischenkreis hin zu einer Wechselspannung mit Netzfrequenz. Durch schnell taktende Schalter wird die Gleichspannung auf den Ausgang des Stromrichters moduliert, die im Mittel eine sinusförmige Spannung nachbildet. Ein induktiver Ausgangsfilter dient der Begrenzung des Stromanstiegs [1]. Reine L-Filter können jedoch schnell sehr groß, schwer und teuer werden, weswegen sich sog. LCL-Filter etabliert haben. Zur Einspeisung unsymmetrischer Ströme ist es notwendig, den Stromrichter und dessen Filter an einen vierten Leiter (Neutralleiter) anzubinden. Die nachfolgende Abbildung 1 zeigt einen netzgebundenen Vierleiter-Gleichspannungsstromrichter mit aufgeteilter Zwischenkreisspannung und LCL Ausgangsfilter.

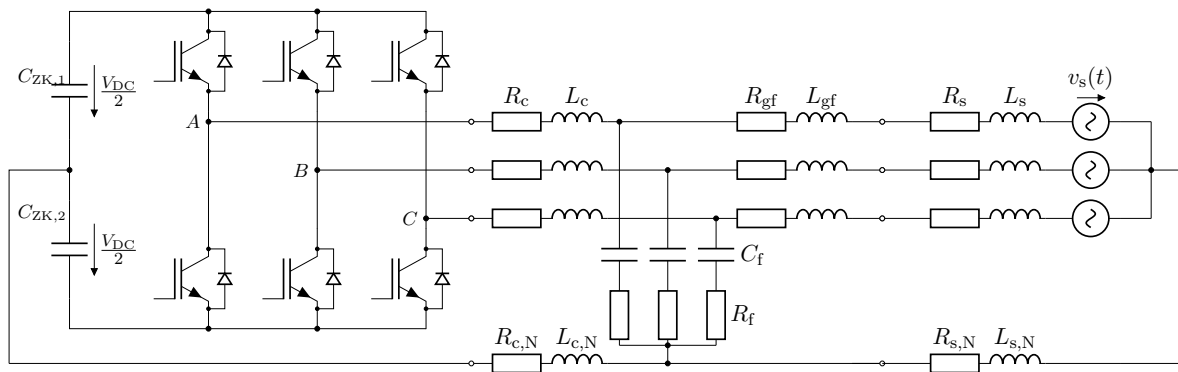


Bild 1: Stromrichter in 3-Phasen/4-Leiter Anordnung mit LCL-Ausgangsfilter und Netzanbindung

L_c und L_{gf} sind die stromrichter- und netzseitigen Induktivitäten, L_s die Netzinduktivität, C_f die Filterkapazität, C_{zk} die Zwischenkreiskapazitäten und $L_{c,N}$ sowie $L_{s,N}$ die Neutralleiterinduktivitäten des Stromrichters und des Netzes. Alle Induktivitäten sowie die Filterkapazität sind mit jeweiligen Resistenzen dargestellt. Aufgrund der verschiedenen Parameter sind unendlich viele Kombinationen zur Erreichung des Ziels der Dämpfung, der ins Netz emittierten Stromrippele, möglich.

Die überwiegende Mehrheit an Veröffentlichungen beschäftigt sich mit der Auslegung und Regelung des Filters für dreiphasige Topologien [2–5]. Wenige widmen sich einer Vierleitertopologie [6] oder der Auslegung für aktive Filter [7]. Die Minderheit der Veröffentlichungen untersuchen Stromrichter mit Vierleiter-Topologie in Kombination mit aktiver Filterfunktion [8]. Dieser Beitrag untersucht deshalb die Eigenschaften des LCL-Filters für Vierleiter-Gleichspannungsstromrichter mit aufgeteiltem Zwischenkreis und aktiven Filterfunktionen und liefert Vorschläge zu dessen Dimensionierung unter Berücksichtigung verschiedener Einflussfaktoren.

2 LCL-Filter mit Netzanbindung in Vierleitertopologien

2.1 Modellbeschreibung des LCL-Filters

Zur Beschreibung des LCL-Filters bietet es sich an, in einem ersten Schritt die Resistenzen zu vernachlässigen, da sie lediglich einen dämpfenden aber nicht verschiebenden Einfluss auf die Resonanzstelle besitzen.

Des weiteren ist es sinnvoll, die in Reihe zur netzseitigen Filterinduktivität L_{gf} liegende Netzinduktivität L_s sowie deren äquivalente im Neutralleiter aus Abbildung 1 mit

$$L_g = L_{gf} + L_s \quad (1a)$$

und

$$L_{g,N} = L_{gf,N} + L_{s,N} \quad (1b)$$

zusammenzufassen. Mit diesen Vereinfachungen ist es möglich, ein Ersatzschaltbild (ESB) gemäß der Abbildung 2 für das Mit- und Gegensystem sowie eines für das Nullsystem abzuleiten, wobei v_c die Ausgangsspannung am Stromrichter und v_f die Spannung über der Filterkapazität sind. i_c , i_g und i_f sind der Strom am Ausgang des Stromrichters, der Netzstrom und der Strom durch den kapazitiven Pfad des Filters.

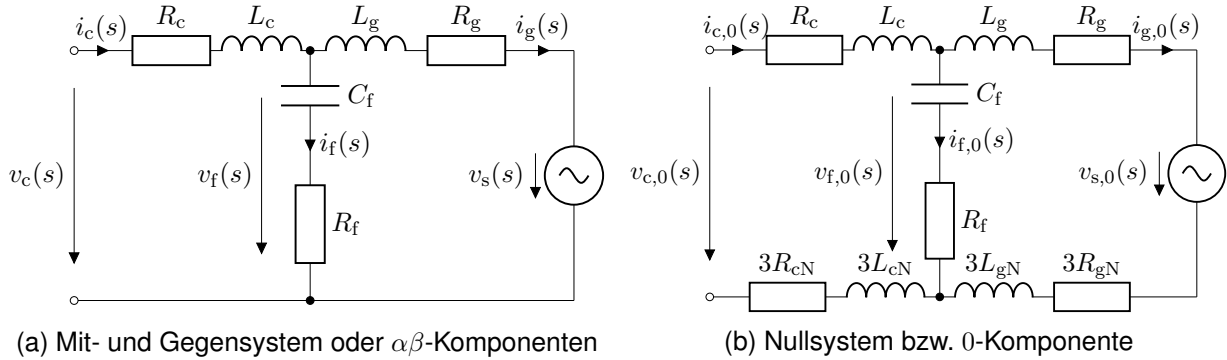


Bild 2: Ersatzschaltbilder für 4-Leiter Stromrichter mit LCL-Anbindung

Von Interesse ist das Verhalten des Filters bei Anregung durch den Stromrichter. Zur Vereinfachung werden die Netzspannung $v_s = 0$ gesetzt und vernachlässigt¹ und alle zeitabhängigen Größen in den Frequenzbereich (Laplace-Transformation) transformiert. Aus den Ersatzschaltbildern können die auf die Stromrichterspannung v_c bezogenen Ausgangsströme i_c und i_g sowie deren Nullkomponenten $i_{c,0}$ und $i_{g,0}$ bestimmt werden mit

$$\left. \frac{i_c(s)}{v_c(s)} \right|_{R_c=R_f=R_g=0} = \frac{s^2 L_g C_f + 1}{s^3 (L_c L_g C_f) + s (L_c + L_g)} \quad (2a)$$

bzw.

$$\left. \frac{i_{c,0}(s)}{v_{c,0}(s)} \right|_{R_c=R_f=R_g=0} = \frac{s^2 (L_g + 3L_{g,N}) C_f + 1}{s^3 C_f (L_c + 3L_{c,N}) (L_g + 3L_{g,N}) + s (L_c + 3L_{c,N} + L_g + 3L_{g,N})} \quad (2b)$$

und

$$\left. \frac{i_g(s)}{v_c(s)} \right|_{R_c=R_f=R_g=0} = \frac{1}{s^3 (L_c L_g C_f) + s (L_c + L_g)} \quad (3a)$$

bzw.

$$\left. \frac{i_{g,0}(s)}{v_{c,0}(s)} \right|_{R_c=R_f=R_g=0} = \frac{1}{s^3 C_f (L_c + 3L_{c,N}) (L_g + 3L_{g,N}) + s (L_c + 3L_{c,N} + L_g + 3L_{g,N})}. \quad (3b)$$

Bei genauerer Betrachtung der Strom-Spannungsbeziehungen als Folge einer Anregung durch den Stromrichter lassen sich für den stromrichterseitigen Strom eine Antiresonanz mit

$$\omega_{\text{Anti}} = \frac{1}{\sqrt{L_g C_f}} \quad (4a)$$

bzw.

$$\omega_{\text{Anti},0} = \frac{1}{\sqrt{(L_g + L_{g,N}) C_f}} \quad (4b)$$

bestimmen. Der stromrichterseitige und netzseitige Strom weisen eine Resonanzstelle auf, deren Frequenz ω_{res} sich bestimmen lässt mit

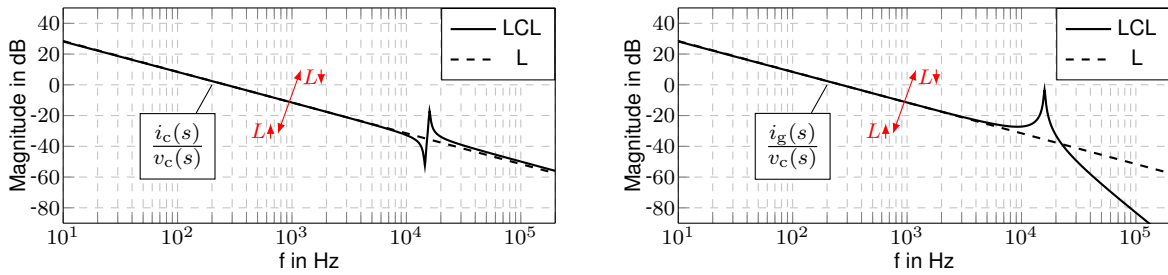
¹ v_s hat keinen Einfluss auf das Impedanzverhalten.

$$\omega_{\text{res}} = \sqrt{\frac{L_c + L_g}{L_c L_g C_f}} \quad (5a)$$

bzw.

$$\omega_{\text{res},0} = \sqrt{\frac{L_c + 3L_{c,N} + L_g + 3L_{g,N}}{C_f (L_c + 3L_{c,N}) (L_g + 3L_{g,N})}} \quad (5b)$$

Die nachfolgenden Abbildungen 3a und 3b zeigen den Frequenzverlauf der Übertragungsfunktionen (2a) und (3a) für einen LCL-Filter mit $L_c = 500 \mu\text{H}$, $L_g = 100 \mu\text{H}$ und $C_f = 1,2 \mu\text{F}$. Es resultieren eine Antiresonanz- und Resonanzfrequenz von $f_{\text{Anti}} = 14,5 \text{ kHz}$ und $f_{\text{res}} = 15,9 \text{ kHz}$. Zusätzlich ist die Übertragungsfunktion eines gewöhnlichen L-Filters abgetragen, dessen Wert sich aus der Addition der stromrichter- und netzseitigen Induktivität ($L = L_c + L_g$) ergibt. In rot ist die Tendenz einer steigenden oder sinkenden Gesamtinduktivität L angedeutet.



(a) Stromrichterseitige Stromübertragungsfunktion (b) Netzseitige Stromübertragungsfunktion

Bild 3: Ströme in Abhängigkeit von Stromrichterspannung $v_c(s)$ für LCL- und äquivalenten L-Filter

Es ist zu erkennen, dass der LCL-Filter dem L-Filters bis zum Erreichen der Resonanzstelle gleicht und mit 20 dB/dec abfällt. Nach Überschreiten der Resonanzstelle beträgt die netzseitige Dämpfung 40 dB/dec. Dieses Verhalten ist ein klarer Vorteil des LCL-Filters. Nachteilig ist jedoch das Ausbilden der Resonanz. Die richtige Wahl der Resonanzfrequenz und des Verhältnisses zwischen L_g , L_c und C_f ist entscheidend für einen funktionsgemäßen Betrieb des Stromrichters.

2.2 Einfluss resistiver Bauelemente

Die vorangegangenen Untersuchungen basierten darauf, alle Widerstände zu vernachlässigen. Um eine Aussage über deren Einfluss geben zu können, ist eine nähere Betrachtung der Übertragungsfunktionen notwendig. Aus Abbildung 2a lässt sich das Differentialgleichungssystem

$$s \underbrace{\begin{bmatrix} i_c(s) \\ i_g(s) \\ v_f(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(s)} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & 0 & -\frac{1}{L_c} \\ 0 & -\frac{R_g}{L_g} & -\frac{1}{L_g} \\ sR_f + \frac{1}{C_f} & -\left(sR_f + \frac{1}{C_f}\right) & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}(s)} \underbrace{\begin{bmatrix} i_c(s) \\ i_g(s) \\ v_f(s) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(s)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_c} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}} \underbrace{\begin{bmatrix} v_c(s) \\ v_s(s) \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}(s)} \quad (6)$$

ableiten. Mit Hilfe dieser „state space“-Gleichung ist es durch Lösen von

$$\mathbf{x}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A}(s))^{-1} \mathbf{B}\mathbf{u}(s) \quad (7)$$

möglich, eine vollständige Beschreibung des LCL-Filters zu erhalten. Mit weiterhin geltender Annahme von $v_s(s) = 0$, lassen sich die Übertragungsfunktionen des LCL-Filters durch

$$\frac{i_c(s)}{v_c(s)} = \frac{1}{N(s)} (s^2 L_g C_f + s(R_f + R_g) C_f + 1) \quad (8a)$$

$$\frac{i_g(s)}{v_c(s)} = \frac{1}{N(s)} (s R_f C_f + 1) \quad (8b)$$

$$\frac{i_f(s)}{v_c(s)} = \frac{1}{N(s)} (s^2 L_g C_f + s R_g C_f) \quad (8c)$$

$$\frac{v_f(s)}{v_c(s)} = \frac{1}{N(s)} (s^2 L_g C_f R_f + s(L_g + R_g R_f C_f) + R_g) \quad (8d)$$

mit
$$N(s) = s^3 L_c L_g C_f + s^2 (L_c (R_g + R_f) + L_g (R_c + R_f)) C_f + s (R_c R_g + R_c R_f + R_g R_f) C_f + s (L_c + L_g) + R_c + R_g \quad (8e)$$

vollständig beschreiben. Abbildung 4 zeigt das Verhalten der in Abbildung 3a dargestellten Übertragungsfunktion für variierende Widerstände.

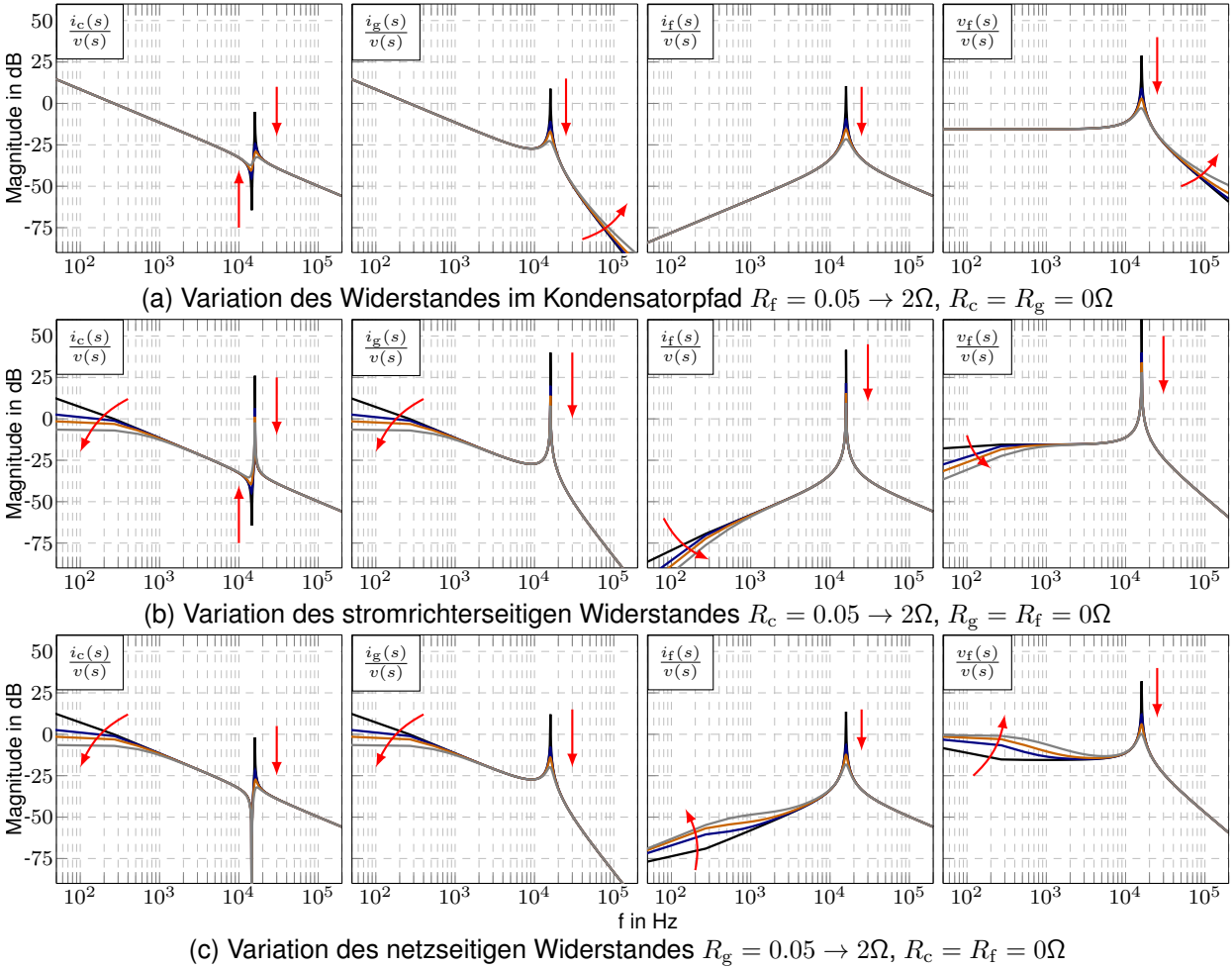


Bild 4: Einfluss von Resistenzen auf die LCL-Filter Übertragungsfunktionen. Von schwarz nach grau: $R_{\bullet} = 0.05\Omega \rightarrow 0.5\Omega \rightarrow 1\Omega \rightarrow 2\Omega$. Die Pfeile zeigen die Tendenzen bei Erhöhung des Widerstandes

Es zeigt sich, dass es sich anbietet, für eine möglichst hohe Dämpfung der Resonanzstelle bei geringer Beeinflussung des Übertragungsverhalten R_f zu erhöhen. Zur Vermeidung von hohen Verlusten ist es zu empfehlen, eine aktive, regelungsbasierte Dämpfungsmethode anzuwenden [9]. Die Beherrschung der Resonanzstelle soll jedoch nicht Gegenstand dieser Untersuchung sein.

2.3 Stromrichterseitige Rippleströme

Aufgrund des Schaltens der Zwischenkreisspannung auf den Stromrichter Ausgang steigt und fällt dessen Strom je nach Schaltverhältnis. Aus Abbildung 3b wird deutlich, dass die hochfrequenten Schaltimpulse kaum im netzseitigen Strom vorhanden sind. Das bedeutet, dass hauptsächlich L_c den stromrichterseitigen Ripple bedämpft, dessen hochfrequente Anteile mit i_f abfließen. Aus dieser Überlegung kann der maximale Stromripple in Abhängigkeit von der Schaltfrequenz f_s mit

$$\Delta i_{c,\max} = \frac{v_c}{2L_c f_s} \quad (9)$$

bestimmt werden [3]. Eine Gleichtaktspannung am Stromrichter Ausgang bildet sich mit

$$v_{c,0} = \frac{v_{c,a} + v_{c,b} + v_{c,c}}{3} \quad (10)$$

und führt bei Neutralleiteranbindung zu einer Ausbildung von Gleichtaktströmen [6].

Die nachfolgende Tabelle stellt die Ausgangs- sowie die sich einstellenden Gleichtaktspannungen des in Abbildung 1 dargestellten Stromrichters für ausgewählte Schaltkombinationen dar.

SW_A	SW_B	SW_C	$v_{c,A}$	$v_{c,B}$	$v_{c,C}$	$v_{c,0} = \frac{v_{c,A} + v_{c,B} + v_{c,C}}{3}$
0	0	0	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$
0	0	1	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$-\frac{V_{DC}}{6}$
0	1	1	$-\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{6}$
1	1	1	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$	$\frac{V_{DC}}{2}$

Tabelle 1: Ausgangs- und Gleichtaktspannung verschiedener Schaltzustände am Stromrichter

Beachtet werden sollte, dass Gleichung (10) für das dreiphasige ESB gilt und zur Anwendung von Abbildung 2b mit 3 multipliziert werden muss. Entscheidend für das Ausbilden des Stromrippels ist das Modulationssignal $m(t) = M \cdot f_m(t)$, sowie dessen Trägersignal², wobei M den Modulationsgrad und $f_m(t)$ den Verlauf des Ausgangssignals darstellen. Es ist möglich, ein oder drei um jeweils 120° phasenverschobene Modulationssignale, wie in Abbildung 5 dargestellt, anzuwenden.

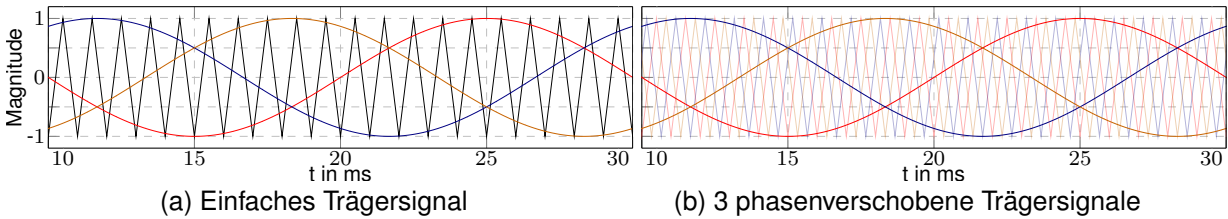


Bild 5: Unterschied zwischen einfachen und um 120° phasenverschobenen Trägersignalen

Zur Verdeutlichung beider Einflüsse wird ein Stromrichter nach Abbildung 1 mit $f_s = 5$ kHz, $V_{dc} = 100$ V und $f_m(t) = \sin(2\pi 50 \text{ Hz})$ sowie ein generischer LCL-Filter mit den Kenndaten $L_c = 1$ mH, $L_g = 0,1$ mH, $C_f = 70 \mu\text{F}$ ($\rightarrow w_{res} = 2$ kHz, $\rightarrow \Delta i_{c,max} = 5$ A) und $L_{c,N} = 0$ verwendet.

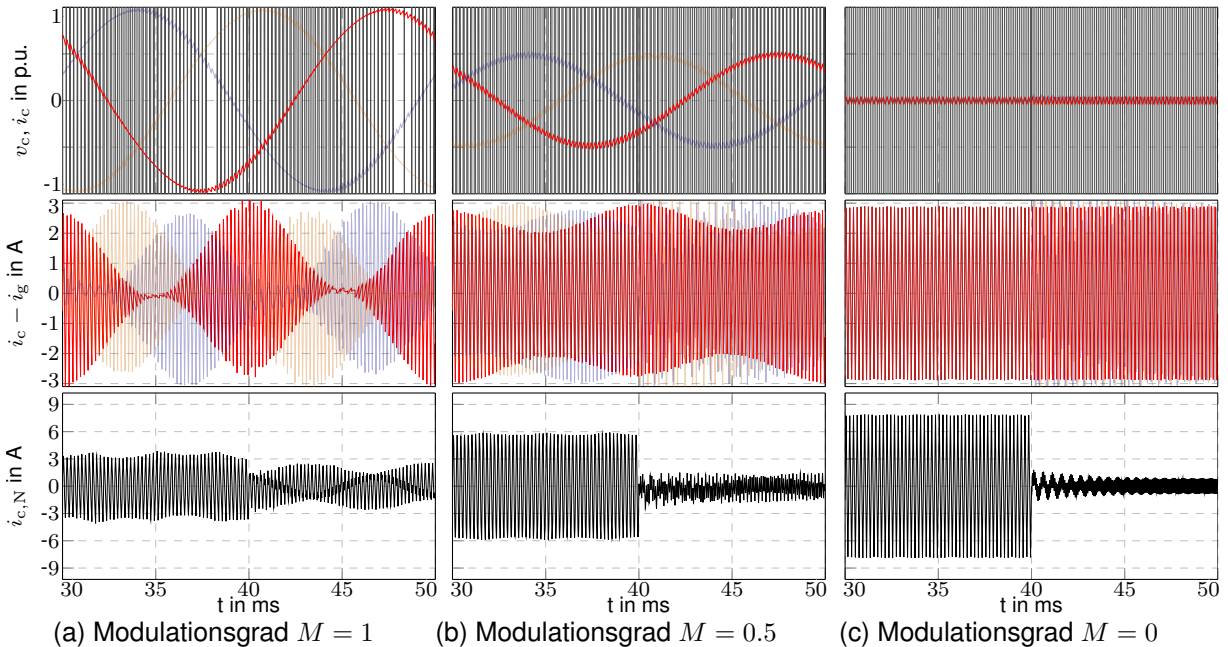


Bild 6: Rippelströme in Abhängigkeit vom Modulationsgrad M und Einfluss des PWM-Trägersignals, Umschalten von einfachem Trägersignal auf 3 um 120° phasenverschobene Trägersignale bei $t = 40$ ms

Der Stromrichter wird ohne Gegenspannung ($v_s = 0$) mit $L_s = L_{s,N} = 0$ und $R_s = 0,5 \Omega$ betrieben. Es ist erkennbar, dass $\Delta i_{c,max}$ unabhängig vom Modulationsgrad oder vom Trägerverfahren ist.

²SVM-PWM oder diskontinuierliche-PWM Verfahren sind für 4-Leiteranwendungen nicht möglich.

Einen erheblichen Einfluss hingegen haben beide auf den stromrichterseitigen Neutralleiterstrom $\Delta i_{c,N,max}$. Dieser beträgt bei einfacher Modulation mindestens $\Delta i_{c,max}$ und kann im ungünstigsten Fall den dreifachen Wert annehmen. Werden statt einem, drei um 120° phasenverschobene Trägersignale verwendet, entspricht $\Delta i_{c,N,max}$ im ungünstigsten Fall $\Delta i_{c,max}$. Für eine weitere Dämpfung kann zusätzliche $L_{c,N}$ erhöht werden.

2.4 Einfluss einer variierenden Netzimpedanz

Üblicherweise sind die Bedingungen am Einsatzort eines Stromrichters bei dessen Entwicklung nicht bekannt. Weicht die Netzimpedanz von der im Entwicklungsprozess angenommenen ab, ändert sich das Übertragungsverhalten. Zur Untersuchung dieses Einflusses wird ähnlich wie in [10] eine nominelle Resonanzfrequenz $f_{res,nom}$ sowie eine Stromrichterinduktivität L_c angenommen. Für unterschiedliche Verhältnisse von

$$\lambda = L_c/L_g \quad (11)$$

mit $L_g = L_{gf} + L_s$ wird die netzseitige Induktivität L_{gf} sowie die Filterkapazität C_f bestimmt. Eine um den Faktor ν auf die Filterinduktivität skalierte Netzimpedanz kann mit

$$L_s = (L_c + L_{gf}) \nu \quad (12)$$

berechnet werden. Die nachfolgende Abbildung 7 verdeutlicht den Einfluss der Netzimpedanz auf die reale Resonanzfrequenz $f_{res,real}$ in Abhängigkeit vom Verhältnis der stromrichter- zur netzseitigen Filterinduktivität.

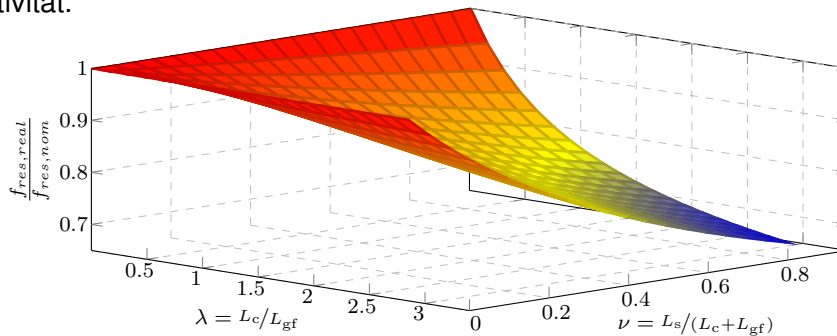


Bild 7: Einfluss einer variierenden Netzimpedanz auf die Resonanzfrequenz

Die Netzimpedanz hat bei einer im Verhältnis zur stromrichterseitigen kleinen netzseitigen Induktivität einen deutlichen Einfluss auf die sich einstellende Resonanzfrequenz und verschiebt diese in Richtung kleinerer Frequenzen. Zu bedenken ist jedoch, dass $\lambda < 1$ eine große Gesamtinduktivität bedeutet, die wiederum zu hohen Verzerrungsströmen und somit Verlusten im Kernmaterial und in den Schaltern führt [10].

3 Dimensionierung des LCL-Filters für aktive Filter

Wie in Abschnitt 2.3 verdeutlicht wurde, hängt der stromrichterseitige, maximale Ripplestrom zum größten Teil von L_c ab. Deshalb sollte bei der Auslegung des LCL-Filters diese Größe zuerst bestimmt werden. Abhängig für die Wahl von $\Delta i_{c,max}$ sind Kern- und Schaltverluste, die im Vorfeld zu ermitteln sind. Üblicherweise genügt auch ein Dämpfungsverhältnis zur Nenn-Grundschwingungsamplitude $\hat{i}_{g,nenn}$ mit

$$d = \frac{\Delta i_{c,max}}{\hat{i}_{g,nenn}} \quad (13)$$

mit einzuhaltenden Werten von 10 %-40 %. Durch das Umstellen von Gleichung (9) folgt für den in Abbildung 1 dargestellten Stromrichter

$$L_c = \frac{V_{dc}/2}{2 d \hat{i}_{g,nenn} f_s} \quad (14)$$

Die Wahl der Resonanzstelle stellt eine nächste Herausforderung dar. Ist deren Frequenz zu gering, kann es zur Anregung durch den Ausgangsstrom kommen. Insbesondere für aktive Filter mit Ausgangsfrequenzen deutlich über der Netzfrequenz besteht die Gefahr des Überschwingens. Gleichzeitig darf die Resonanzfrequenz auch nicht zu hoch gewählt werden, da sonst die Schalt-

frequenz des Stromrichters zur Anregung des Schwingkreises führt und die Dämpfung der verbleibenden Rippel nicht mehr genügt. In [7] wird ein Bereich von

$$4\omega_c = 4k\omega_n \leq \omega_{\text{res,nom}} < 0.5\omega_s \quad (15)$$

vorgeschlagen, der genügend Phasenreserve bei der höchsten zu regelnden Frequenz $\omega_c = 4k\omega_n$ und genügend Abstand zur Schaltfrequenz ω_s bietet. Dabei beschreibt k die Ordnung der höchsten zu kompensierenden Oberschwingung. Nicht beachtet wird, dass die Resonanzfrequenz durch die Netzimpedanz in Richtung kleinerer Frequenzen verschoben wird. Es ist daher empfehlenswert, die Resonanzstelle in den oberen Bereich zu legen.

Ein nächster Schritt ist die Wahl einer geeigneten Filterkapazität C_f . Es bietet sich dazu an, eine der Grundschiwingung entsprechenden Bezugsimpedanz Z_b aus den Anschlussdaten des Stromrichters zu ermitteln, um von ihr ausgehend eine Bezugskapazität C_b zu bestimmen. Die tatsächliche Kapazität sollte dann einen Wert μ von etwa 1 %-5 % von C_b einnehmen [2–4], um ein übermäßiges Absinken des Leistungsfaktors zu vermeiden. Die Filterkapazität lässt sich demnach mit

$$C_f = \mu C_b = \mu \frac{1}{\omega_{\text{nenn}} Z_b} = \mu \frac{I_{g,\text{nenn}}}{\omega_{\text{nenn}} V_{s,\text{nenn}}} \quad (16)$$

bestimmen. Eine zu kleine Filterkapazität führt bei gleicher Resonanzfrequenz zur Erhöhung der netzseitigen Induktivität, was wiederum zu höheren Verlusten führt [10].

Mit dem Wissen über C_f , L_c und $\omega_{\text{res,nom}}$ ist es durch Umstellen von (5a) möglich, die notwendige, netzseitige Induktivität mit

$$L_g = \frac{L_c}{L_c C_f \omega_{\text{res,nom}}^2 - 1} \quad (17)$$

zu berechnen. Im nachfolgenden soll ein aktives Filter angenommen werden, dass an ein Niederspannungsnetz mit $V_{s,\text{nenn}} = 230 \text{ V}$, $I_{g,\text{nenn}} = 10 \text{ A}$ und $\omega_n = 2\pi 50 \text{ Hz}$ angeschlossen werden soll. Dessen Topologie soll der aus Abbildung 1 gleichen. Eine Zwischenkreisspannung von $V_{\text{DC}} = 750 \text{ V}$, eine Schaltfrequenz von $f_s = 50 \text{ kHz}$, $k = 50$ sowie ein maximales Dämpfungsverhältnis des stromrichterseitigen Rippels von $d = 40 \%$ werden festgelegt.

Durch (14) lässt sich $L_c \approx 1 \text{ mH}$ bestimmen. Begrenzt durch die Schaltfrequenz und durch die höchste Kompensationsfrequenz von $f_c = 2,5 \text{ kHz}$ ergeben sich aus (15) eine minimale und maximale Resonanzfrequenz von $f_{\text{res,min}} = 10 \text{ kHz}$ sowie $f_{\text{res,max}} = 25 \text{ kHz}$. Auf Basis dieser ermittelten Daten kann eine Abschätzung der in Frage kommenden Parameter für C_f und L_g vorgenommen werden. Abbildung 8 verdeutlicht die in Frage kommenden Wertepaare.

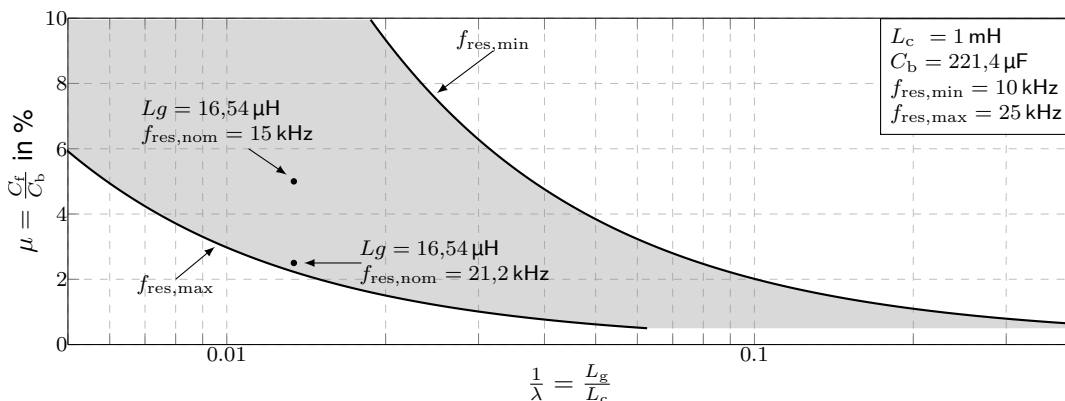


Bild 8: Bereich zur Auslegung von L_g zur Einhaltung von (15) für verschiedenen μ und λ

Nach Festlegung der nominellen Resonanzfrequenz $f_{\text{res,nom}} = 15 \text{ kHz}$ und dem Verhältnis von Filter- zu Bezugskapazität von $\mu = 5 \%$ kann die Berechnung von $L_g \approx 16,5 \mu\text{H}$ erfolgen. Aufgrund eines recht großen Wertes von $\lambda \approx 60$ könnte es notwendig sein, die Resonanzfrequenz zu erhöhen. Für $\mu = 2,5 \%$ ergibt sich bei gleichbleibender netzseitiger Induktivität eine nominelle Resonanzfrequenz von $f_{\text{res,nom}} \approx 21,2 \text{ kHz}$. Allerdings kann auch beachtet werden, dass ν bei $L_c = 1 \text{ mH}$ eher geringe Werte annimmt und der Einfluss der Netzimpedanz beherrschbar bleibt.

Letztlich bleibt zu überprüfen, ob mit dem gewählten Trägerverfahren zur Erzeugung des Puls-musters und mit L_c eine ausreichende Dämpfung des stromrichterseitigen Neutralleiterstromes vorliegt, um ggf. eine zusätzliche Induktivität $L_{c,N}$ hinzuzufügen. Ist dies der Fall, sollte die Gleich-taktresonanz mit (5b) berechnet werden, damit eine Verletzung der Ungleichung (15) für zu kom-pensierende Nullkomponenten ausgeschlossen werden kann.

4 Zusammenfassung

Dieser Beitrag zeigt die Besonderheiten bei der Verwendung eines Vierleiter-Gleichspannungs-stromrichters mit aktiver Filterfunktion in Kombination mit einem Ausgangsfilter in LCL-Topologie. Über eine allgemeine und vollständige Beschreibung der Filterübertragungsfunktionen konnte der Vorteil bei der Verwendung eines LCL-Filters gegenüber einem einfachen L-Filters herausgearbei-tet werden. So ist durch eine deutlich verringerte Gesamtinduktivität eine Reduktion an Baugröße, Verlusten und Kosten bei einer gleichzeitigen stärkeren Dämpfung der Rippleströme erreichbar. Dem gegenüber steht ein erhöhter Dimensionierungs- und ggf. Regelaufwand durch die Vielzahl an zu berücksichtigenden Parametern. In diesem Beitrag konnte eine Methode zur Dimensionie-rung des Ausgangsfilters unter Berücksichtigung verschiedener Einflüsse wie eine variierende Netzimpedanz und eines sich ausprägenden Gleichtakt-Stromrippels vorgestellt und anhand ei-ner Beispielrechnung verdeutlicht werden. Die vorgestellten Ergebnisse sind nicht nur für aktive Filter, sondern für alle netzgebundenen Vierleiter-Gleichspannungsstromrichter anwendbar.

Literaturangaben

- [1] BERNET, S.: *Selbstgeführte Stromrichter am Gleichspannungszwischenkreis*. Springer-Verlag GmbH, 2012.
- [2] LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S.: Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 41 (2005), sep, Nr. 5, S. 1281–1291.
- [3] PARK, M.; CHI, M.; PARK, J.; KIM, H.; CHUN, T.; NHO, E.: LCL-filter design for grid-connected PCS using total harmonic distortion and ripple attenuation factor. In: *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA* -, IEEE
- [4] REZNIK, A.; SIMOES, M.; AL-DURRA, A.; MUYEEN, S.: LCL-Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 50 (2014), mar, Nr. 2, S. 1225–1232.
- [5] JAYALATH, S.; HANIF, M.: Generalized LCL-Filter Design Algorithm for Grid-Connected Voltage-Source Inverter. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64 (2017), mar, Nr. 3, S. 1905–1915
- [6] LIU, Y.; SEE, K.; SIMANJORANG, R.; LAI, J.: LCL+L filter for three-phase four-wire high power density converter. In: *2017 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*, IEEE
- [7] TANG, Y.; LOH, P.; WANG, P.; CHOO, F.; GAO, F.; BLAABJERG, F.: Generalized Design of High Performance Shunt Active Power Filter With Output LCL Filter. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59 (2012), mar, Nr. 3, S. 1443–1452.
- [8] PETERSSON, S.; SALO, M. ; TUUSA, H.: Applying an LCL-filter to a four-wire active power filter. In: *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, IEEE
- [9] DANNEHL, J.; FUCHS, F.; HANSEN, S.; THØGERSEN, P.: Investigation of Active Damping Ap-proaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected PWM Converters With LCL Filters. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 46 (2010), jul, Nr. 4, S. 1509–1517.
- [10] HOFFMANN, N.: *Netzadaptive Regelung und Aktiv-Filter Funktionalität von Netzpulsstrom-richtern in der regenerativen Energieerzeugung*, Christian-Albrechts-University of Kiel, Dis-sertation, 2015