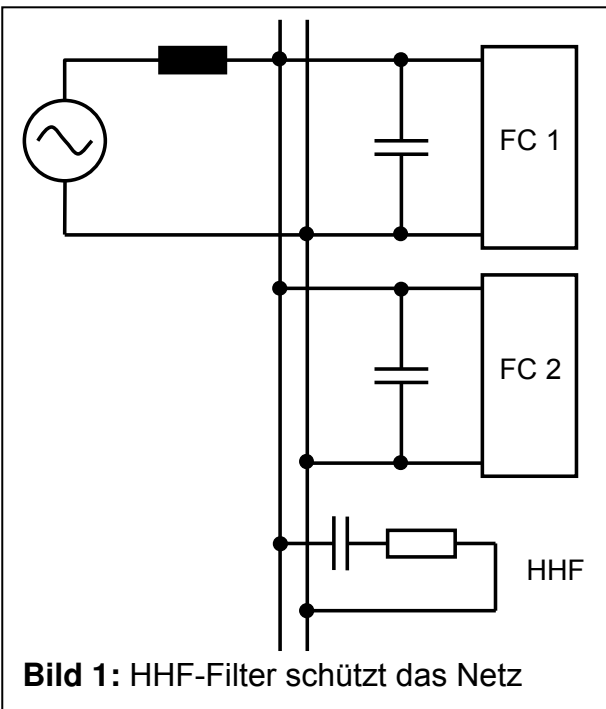


# Filter gegen die Netzstörungen durch Leistungselektronik und Funkentstörkondensatoren im Bereich 2-9 kHz

Prof.Dr.-Ing. Manfred Fender, Hochschule RheinMain, FBE

## 1. Einleitung und Übersicht

Der wachsende Einsatz von Elektronik in Industrie, Büro Haushalt usw. wie z.B. Frequenzumrichter, PC, Energiesparlampen, ... belastet das Netz immer mehr mit hochfrequenten Strömen, verzerrt die Spannung und führt zu Störungen, Schäden und Produktionsausfällen. Da die Netztransformatoren aus Kostengründen nicht beliebig groß sein können und die Kabelquerschnitte auch nicht, ist die Netzimpedanz nicht beliebig klein und es verursachen die sprungartigen und pulsformigen Stromanteile eine verzerrte Netzspannung. Bisher gibt es nur im Bereich bis 2,5kHz, also bis zur Ordnungszahl 50 Normgrenzwerte. Für  $2\text{kHz} < f < 9\text{kHz}$  liegen erste Entwürfe für Normgrenzwerte vor. Im Bereich  $9\text{kHz} < f < 150\text{kHz}$  soll die Normungsarbeit jetzt beginnen. Im Bereich  $f \geq 2\text{kHz}$  sind schon jetzt Projektierungsmethoden und Maßnahmen gegen Störungen dringlich erforderlich.



Im Bereich bis etwa 20kHz stören die Funkentstörkondensatoren, die für den Bereich oberhalb von 30kHz unerlässlich sind. Man kann dies durch einfaches Abschalten beweisen, aber dies kann keine Dauerlösung sein. Das traditionelle Bild von einer aus L und R bestehenden Ersatzschaltung für die Netzimpedanz entspricht oft nicht der Realität. Die Kapazitäten aller Funkentstörmittel liegen in einem Netz parallel (s.Bild 1), addieren sich und bilden einen Schwingkreis mit der Transformatorstreuinduktivität mit Eigenfrequenzen im Bereich von etwa 1 bis 20kHz. Einzelne große Umrichter stoßen diese Schwingkreise an und bauen hohe Störpegel auf. Aber auch die Vielzahl von

ungesteuerten B2- und B6-Gleichrichtern regt Schwingungen an, weil die Dioden in den Gleichrichtern gleichzeitig kommutieren, also synchron arbeiten. Als Gegenmaßnahme wurde ein passives HHF-Filter entwickelt und erprobt (s.Bild 1), das nur bei höheren Frequenzen dämpft und so seine Verlustleistung klein hält. Es liegt parallel am Netz und lässt sich nachträglich leicht anschließen mit geringem Platzbedarf.

## 2. Ursachen für Störungen durch Kondensatoren

Wenn Leistungselektronik im Netz ist, werden Blindstromkompensationskondensatoren in der Regel entweder ganz aus dem Netz entfernt oder in verdrosselter Ausführung mit einem vor das C geschaltetem L benutzt. Dies ist mit Funkentstörkondensatoren nicht praktikabel. Ihr Widerstand  $X_C = 1/(C \cdot 2 \cdot \pi \cdot f)$  ist bei hohen Frequenzen sehr niederohmig und bildet mit der Transformatorinduktivität einen Schwingkreis, der oft mit der Resonanz über 1 kHz liegt und Spannungsanhebungen ergeben kann. Für Berechnungen sollte man die einfache Darstellung des Netzes in Bild 1 als eine Spannungsquelle mit induktivem Innenwiderstand auf Drehstrom erweitern wie in Bild 2. Dieses Bild zeigt als Ausschnitt die Lastseite des schematic-Schaltbildes für die PSpice-Simulationssoftware. Aus Platzgründen fehlt das Modell des Dyn5-Transformators, das für Drehstrom-Oberschwingungen eine höhere Netzimpedanz berücksichtigt als für die Nullsysteme, die phasengleich in allen drei Strängen zu finden sind und keine 120° Verschiebung aufweisen. Auch der Schaltungsteil zum Generieren von einer Netzvorbelastung bzw. einer verzerrten Mittelspannung auf der Transformatoreingangsseite fehlt. Um das Bild nicht zu überfrachten, sind keine B2-Gleichrichter dargestellt, sondern nur ein Frequenzumrichter mit ungesteuertem B6-Gleichrichter, seine Funkentstörung Cx1, LE, Cx2 und Cy und das HHF-Filter CF und RF. Lk1PAR berücksichtigt eine netzseitige Drossel.

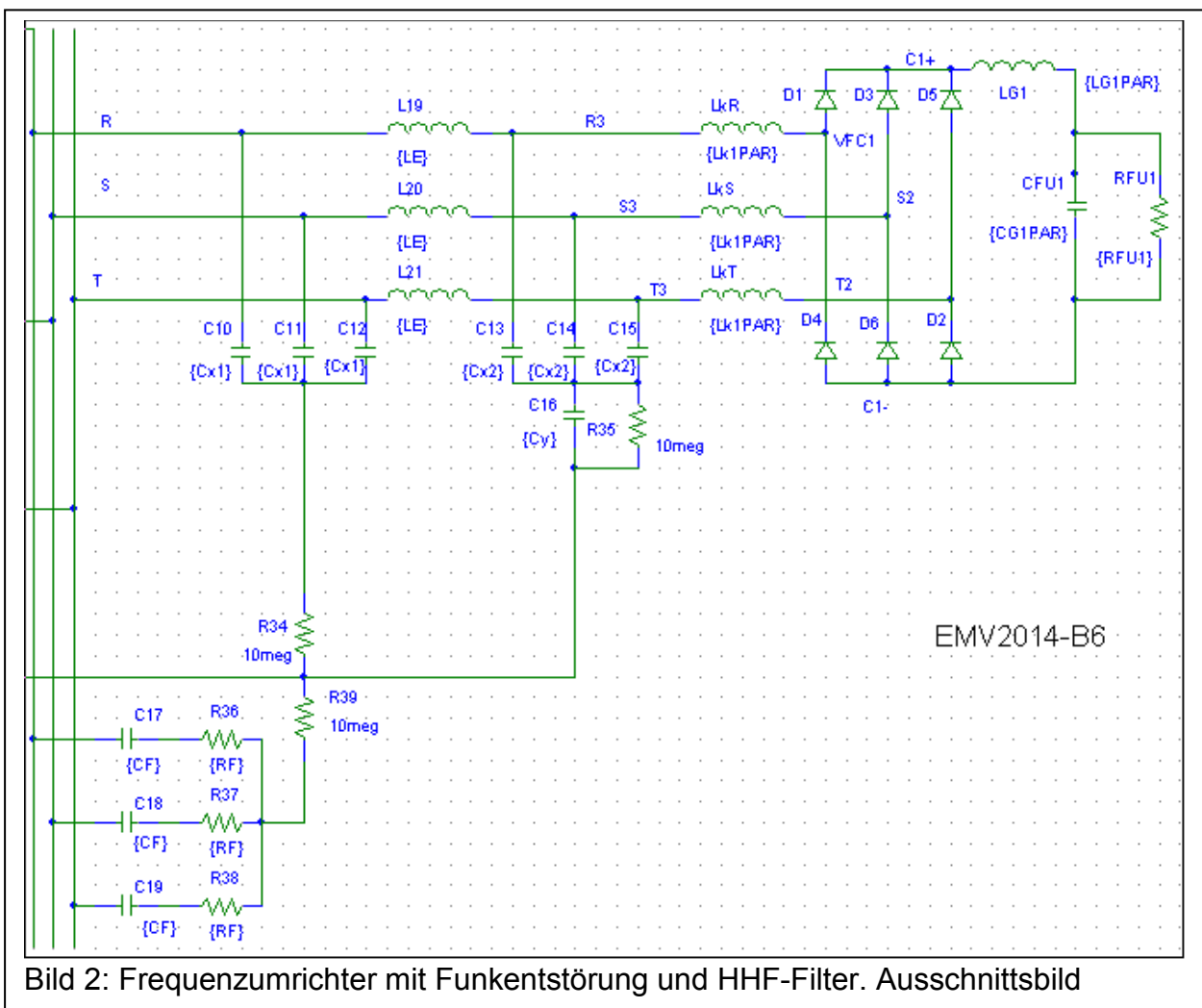
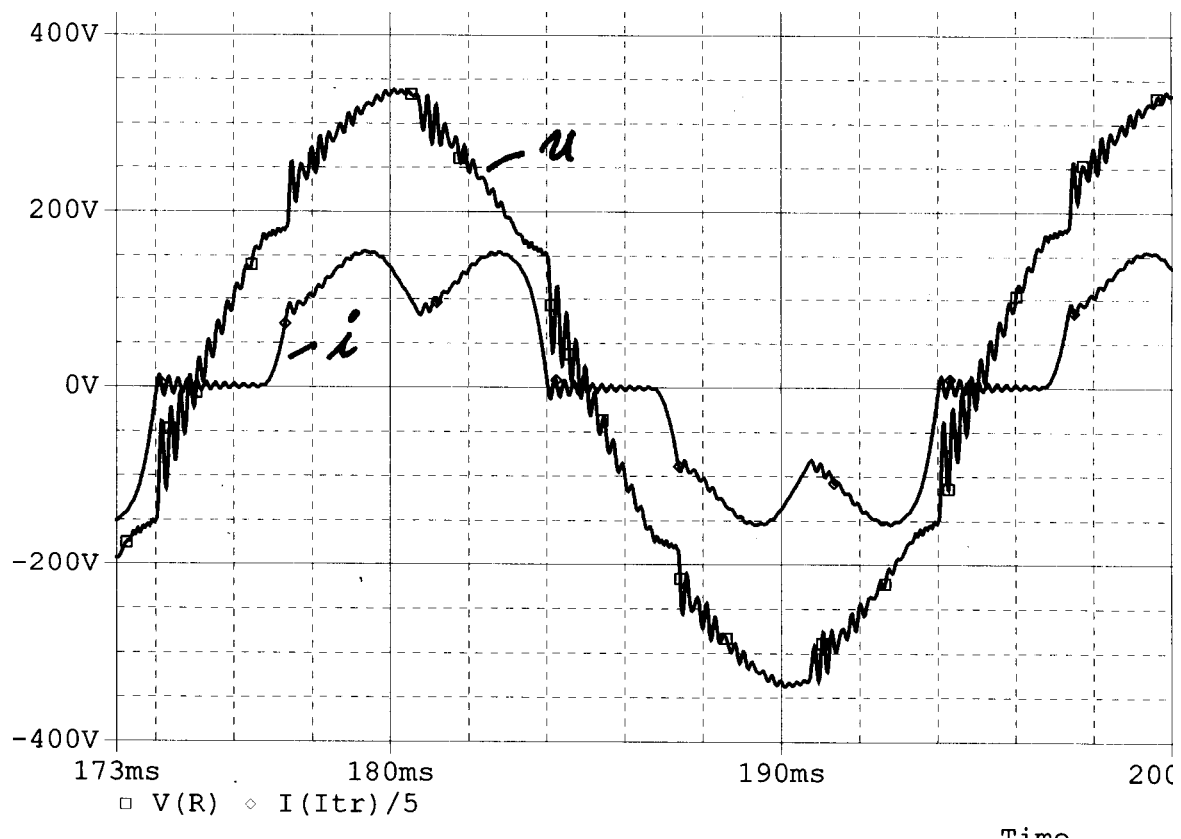


Bild 2: Frequenzumrichter mit Funkentstörung und HHF-Filter. Ausschnittsbild

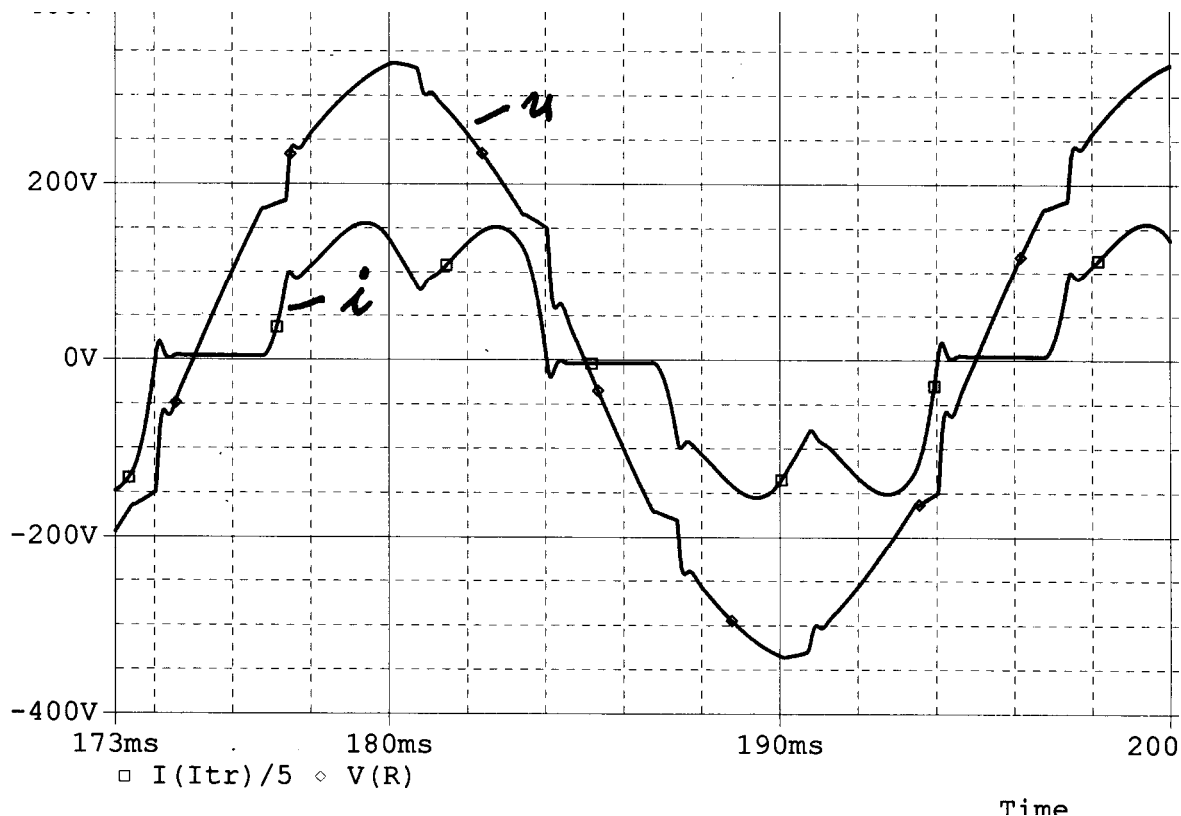
Durch den Schaltzustand der Gleichrichter sind die großen Speicherkondensatoren des Umrichters entweder mit einer Phase verbunden oder abgetrennt. Solche raschen Änderungen wären theoretisch mit der Laplace-Transformation oder anderen Methoden berechenbar, aber diese mathematischen Lösungen gelten jeweils nur für wenige  $\mu\text{s}$  bis zum nächsten Schalten eines Halbleiters und dem Ändern der Koeffizienten und der Randbedingungen der Differentialgleichungen. Mit einer auf wissenschaftlicher Basis arbeitenden Software wie z.B. PSpice wird eine geschlossene Betrachtung möglich. Dazu zeigt Bild 2 ein für Drehstrom entworfenes Modell. Die Software ermittelt selbst die Halbleiterschaltzustände und schaltet zwischen den Differentialgleichungen um. Dank der Simulationssoftware kann man eine rein sinusförmige Spannungsquelle vorgeben und wird nicht von ständig schwankenden Netzvorbelastungen oder Spannungsasymmetrien, verursacht durch andere Verbraucher, irritiert. Auch lassen sich Transformatorgröße, Leitungsinduktivitäten, Funkentstörkondensatoren usw. leicht ändern für parametrische Betrachtungen usw.

Das Ergebnis der Simulationsrechnung in Bild 3 gilt für einen 1MVA-Transformator mit  $u_k=6\%$ , unendlich großer Kurzschlußleistung des Mittelspannungsnetzes, 400V/50Hz und 300kW Umrichterleistung durch ungesteuerten B6-Gleichrichter mit 5% Glättungsinduktivität vor dem  $28700\mu\text{F}$ -Zwischenkreiskondensator. Das Lk1PAR zur Berücksichtigung einer netzseitigen Kommutierungsinduktivität oder Leitungsinduktivität erhielt den Wert Null. Für die netzseitigen Funkentstörkondensatoren Cx1 wurden  $23,5\mu\text{F}$  eingesetzt und für die lastseitigen Cx2 auch  $23,5\mu\text{F}$ . Diese Werte stammen aus der Hochrechnung von 96A-Netzfiltern zu denen ein großer Hersteller mir dankenswerterweise  $Cx1=Cx2=4,7\mu\text{F}$  nannte. Da mit 96A ein Umrichter mit bis zu 60kW betreibbar ist, setzte ich für 300kW dann 5 Stück pro Phase zu je  $4,7\mu\text{F}$  oder  $23,5\mu\text{F}$  voraus. Das entspricht 5 parallelen Umrichter für je 60kW, die alle mit Nennleistung laufen und gleichzeitig kommutieren. Die Funkentstörinduktivität  $LE=0,3\mu\text{H}$  ist vernachlässigbar.



**Bild 3:** Sternpunktspannung  $V(R)$  und Transformatorstrom  $I(Itr)$  ohne HHF-Filter.

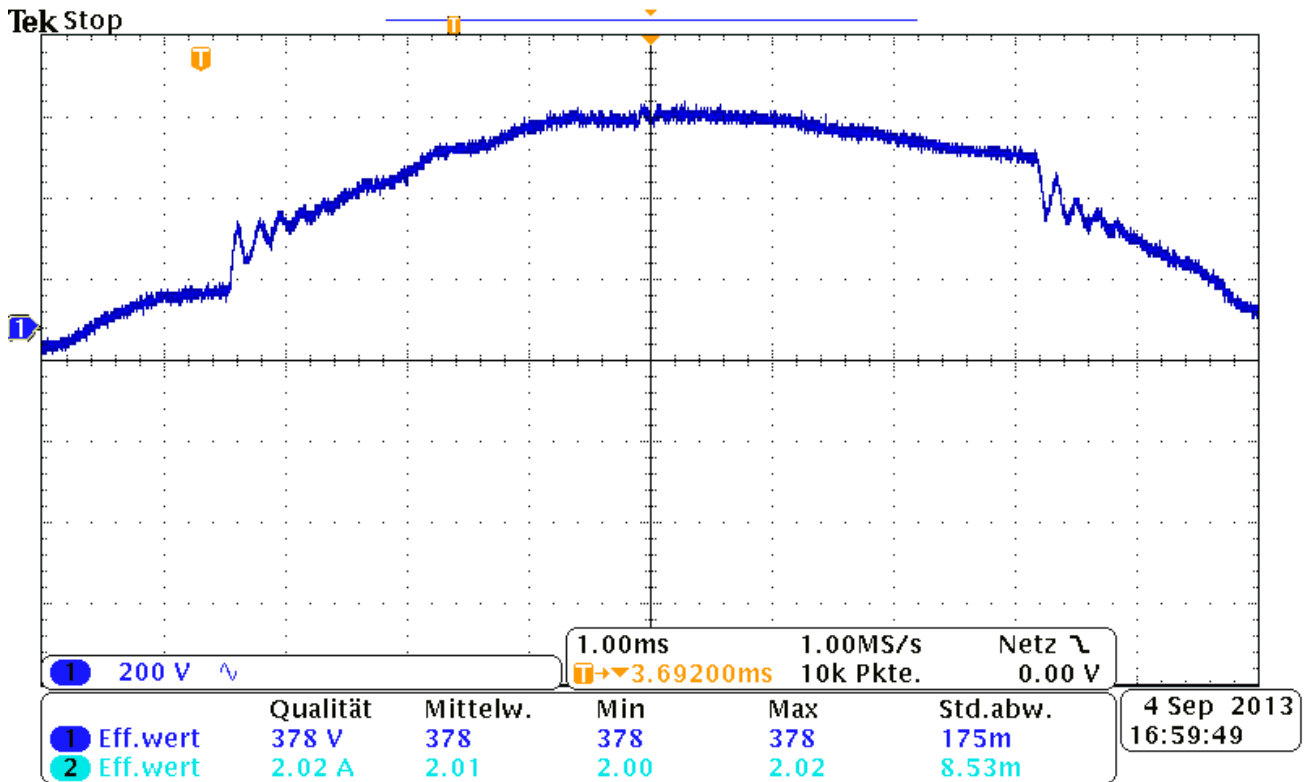
Mit Hilfe von PSpice wurde das HHF-Filter (RF und CF in Bild 2) entwickelt, das nur bei hohen Frequenzen wirkt und die Störspannung ohne nennenswerte Verlustleistung um ein Vielfaches auf ein vertretbares Maß dämpft. Hierzu weist Bild 4 im Vergleich zu Bild 3 keine hochfrequente Schwingung auf, die von Kommutierungseinbrüchen angestoßen wird. Während die Form des Transformatorstromes wenig vom HHF-Filter geändert wird und das Filter den THDi-Wert von 32,66% (Bild 3) auf 33,35% anhebt (Bild 4) geht der Oberschwingungsgehalt der Spannung von 6,47% ohne HHF (Bild 3) auf 4,94% mit HHF zurück (Bild 4). Der THD-Wert ist berechnet für  $1 < n < 100$ ). Das zum Ergebnis in Bild 4 gehörende HHF-Filter hat  $CF=160\mu F$ .



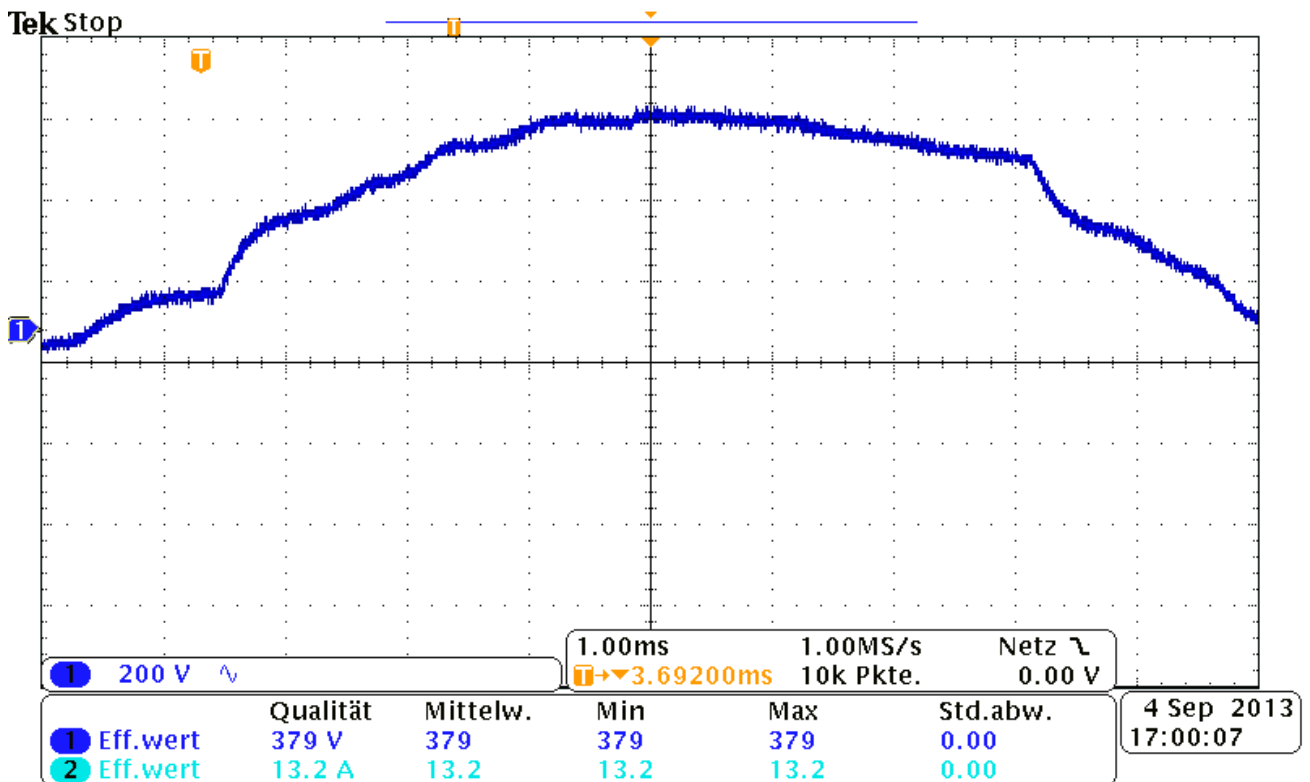
**Bild 4:** Sternpunktspannung  $V(R)$  und Transformatorstrom  $I(Itr)$  mit HHF-Filter. Simulationsrechnung

### 3. Messung an ungesteuerten Gleichrichtern

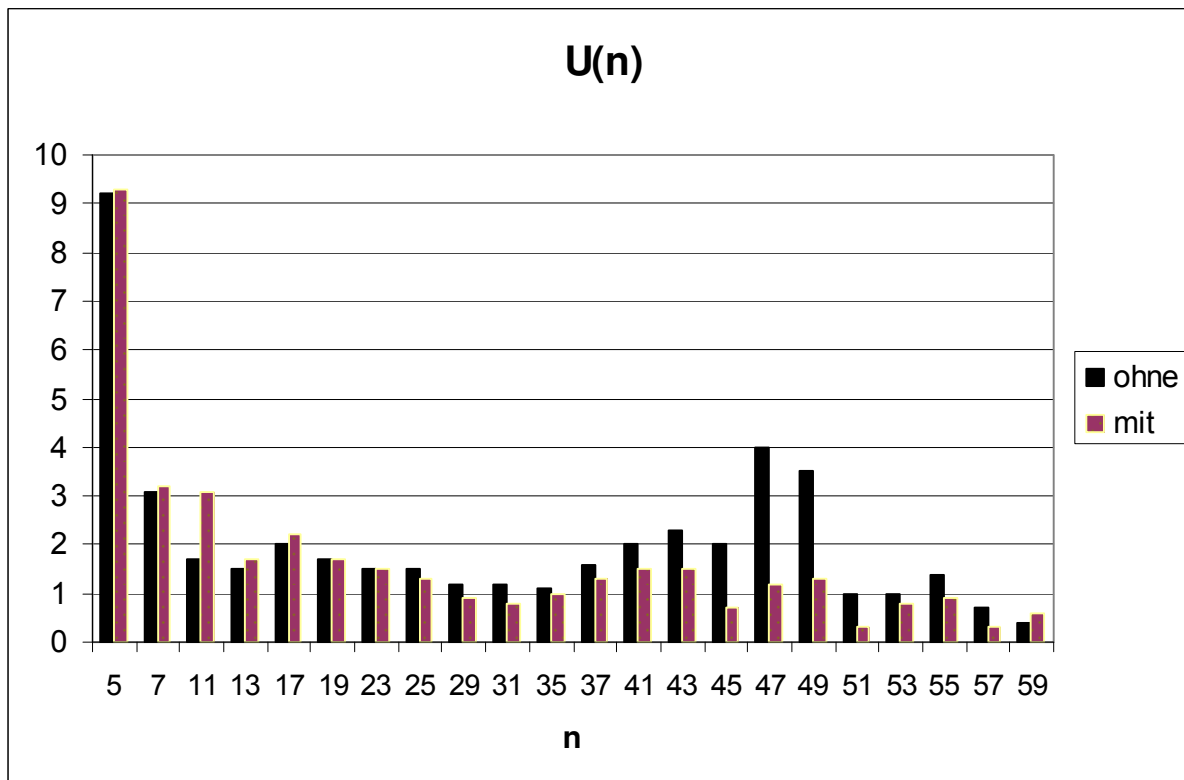
Bei Messungen an ungesteuerten Gleichrichtern mit Zwischenkreiskondensator zeigen sich immer Schwingungen im Anschluß von den Kommutierungseinbrüchen wie im Bild 5. Dabei ist die Ausschwingzeit sehr unterschiedlich. Dafür sind die Dämpfung im Transformator und die Dämpfung durch andere Netzlasten maßgebend und kaum vorhersehbar. Glühlampen und andere ohmsche Lasten reduzieren die Schwingungen. Zu Energiesparlampen und insbesondere zu LED-Lampen mit kapazitiven Vorschaltgeräten kann man Katastrophen erwarten. Wenn im Netz wirklich alle Kapazitäten und auch die Funkentstörungen weggeschaltet sein sollten, verschwindet diese Schwingung. Bei den Transformatoren sind einfache Bauformen mit massivem rechteckförmiger Sekundärwicklung sicherlich höher und besser in der Dämpfung als Litzenwicklung und Folienwicklung. Der ohmsche Wicklungswiderstand ist bei hohen Frequenzen nebensächlich. Entscheidend sind die Streufelder in der Wicklung.



**Bild 5:** Verkettete Spannung (400V/50Hz) eines 250kVA-Transformators ( $u_k=6\%$ ) belastet mit 130kW Frequenzumrichter. 200V/div und 1ms/div. Quellenangabe: Fa.Danfoss



**Bild 6:** Wie Bild 5, jedoch mit 160µF-HHF-Fiter. Quellenangabe: Fa.Danfoss



**Bild 7:** Oberschwingungsamplituden in V der 230V-Netzspannung zu Bild 5 und 6 ohne und mit HHF-Filter. Quellenangabe: Fa.Danfoss

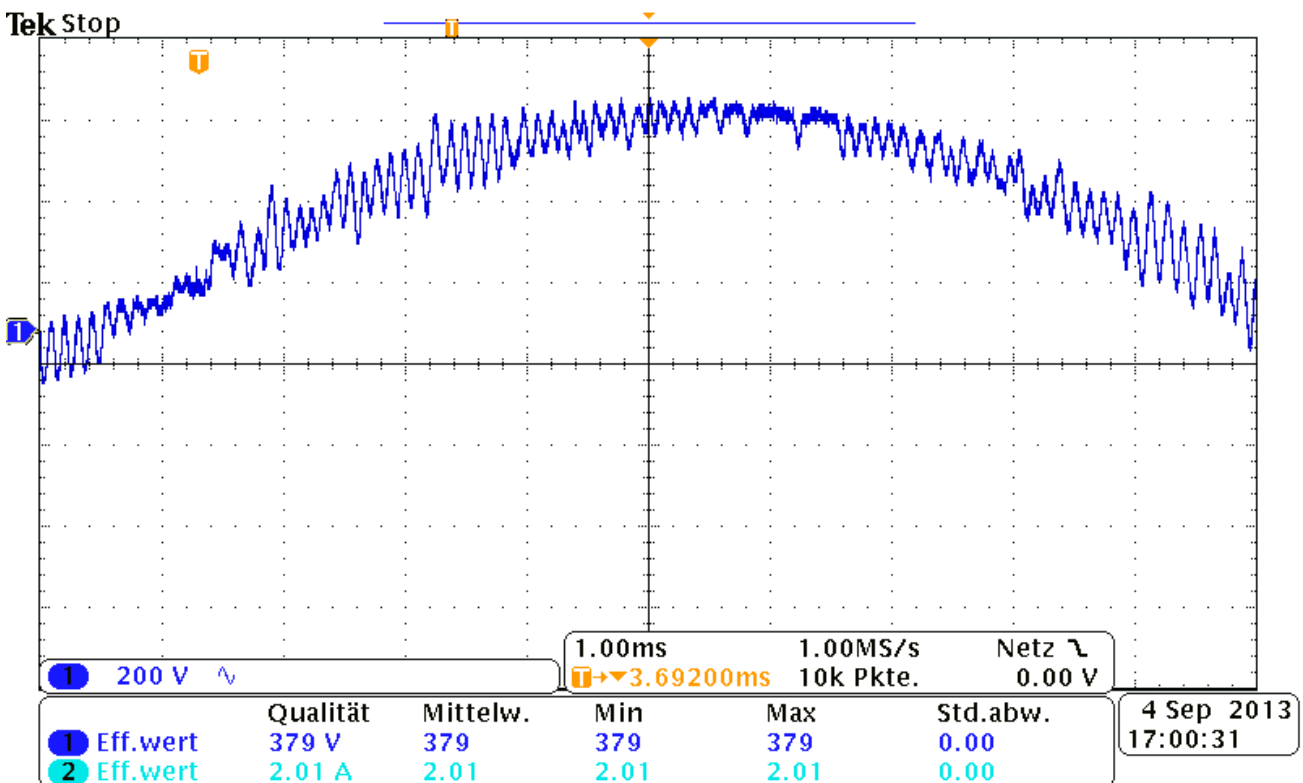
Die ohne HHF-Filter gemessenen Amplituden der Spannungsüberschwingungen an einem serienmäßigen Frequenzumrichter in Bild 7 kennzeichnet eine Resonanzüberhöhung bei hohen Frequenzen. Mit 4V oder  $4V/230V=1,74\%$  ist diese besonders stark bei  $n=47$  oder  $f=2350\text{Hz}$ . Das HHF-Filter dämpft diese durch Funkentstörmittel bedingten hochfrequenten Schwingungen stark (Bild 7). Die für den MHz-Bereich konzipierten Funkentstörkondensatoren stören bei kleinen Frequenzen ( $f \leq 20\text{kHz}$ ). Dies passiert in ähnlicher Weise auch bei den für  $f \geq 1,5\text{kHz}$  ausgelegten HHF-Filtern bei kleinen Frequenzen wie 250Hz bis 1kHz. Die Anhebung der Störpegel durch das HHF-Filter ist in diesem Bereich aber sehr gering wie es das Meßbeispiel in Bild 7 zeigt. Während bei hohen Frequenzen das CF im HHF-Filter einen Kurzschluß darstellt ( $X=1/(\omega C)$ ) und fast rein ohmsch über RF gedämpft wird, hat man bei niedrigen Frequenzen einen durch RF mehr oder weniger gedämpften Kondensator vor sich, der mit der Transformatorstreinduktivität einen Sperr-Schwingkreis bildet.

Weiterhin fiel auf, daß in Resonanznähe Amplituden mit durch 3 teilbarer Ordnungszahl auftreten und dies sowohl bei Messungen als auch bei Simulationsrechnungen. Geradzahlige Oberschwingungen zeigen sich auch. Beide Tatsachen scheinen gegen die Theorie zu verstoßen, aber man muß sich vor Augen halten, daß der Spannungssprung, der gegen Ende der Diodenkommutierung auftritt (s. Bild 3 und 4), alle Frequenzen enthält und mit denen schwingt dann auch der aus Transformatorstreinduktivität und Funkentstörkapazität bestehende Schwingkreis.

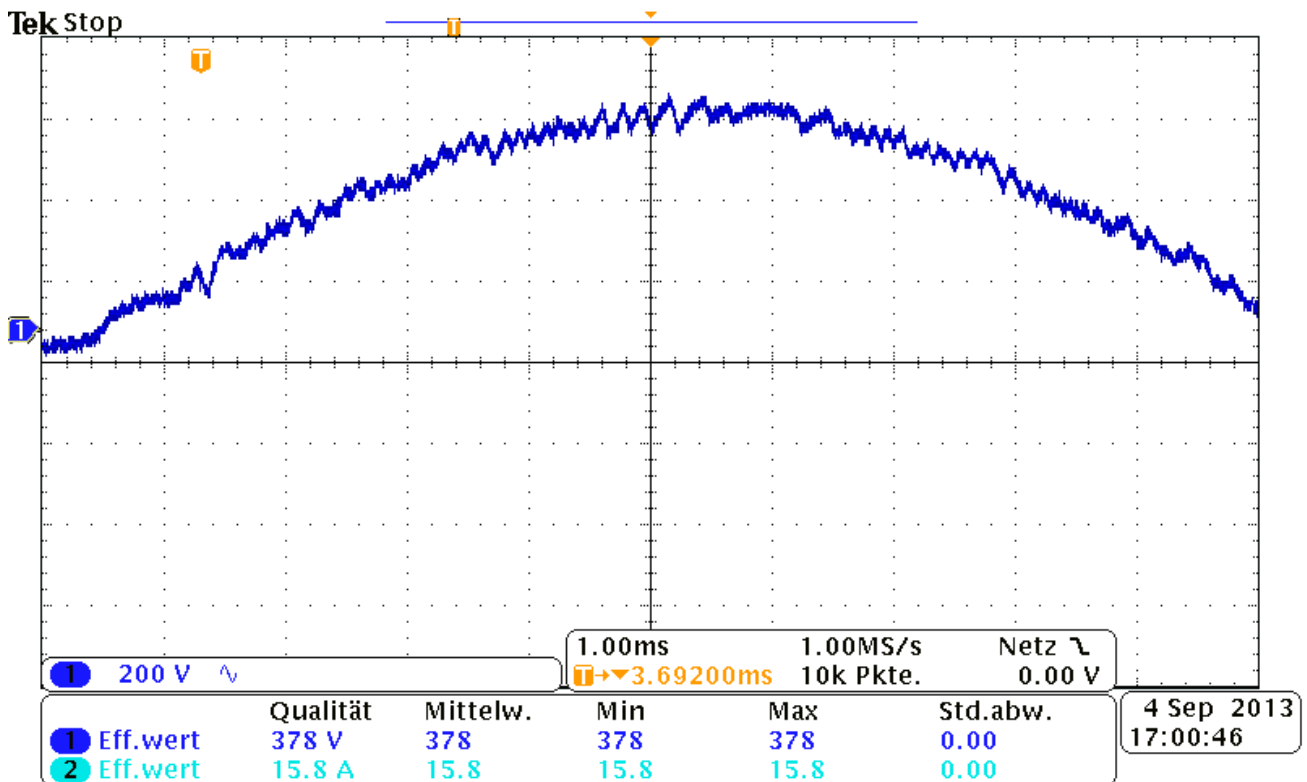
#### 4. Messung an aktiven Gleichrichtern

Um die Probleme im Bereich bis 2,5kHz zu lösen, entwickelte man aktive Gleichrichter, die fast alle Oberschwingungsströme bis 2,5kHz vermeiden, aber oberhalb davon mit ihrer Taktfrequenz das Netz um so mehr belasten. Während der ungesteuerte Gleichrichter in vielen Fällen ohne Kommutierungsinduktivität am Netz betrieben werden kann, ist dies mit dem gesteuerten Gleichrichter und auch mit dem aktiven Gleichrichter wegen der Kommutierungseinbrüche der Spannung nicht mehr möglich, da Netzspannungskurzschlüsse auftreten würde. Um den so entstehenden Taktfrequenz-Strom für das Netz klein zu halten, schaltet man oft noch ein LC-Filter vor die Einrichtung und kommt so insgesamt zu einem LCL-Filter. Bei ungeeigneter Filterauslegung löst man mit diesem Weg nicht die EMV-Probleme, sondern verlagert sie nur von  $f < 2,5\text{kHz}$  in den Bereich  $2,5\text{kHz} < f < 20\text{kHz}$ .

Die Betrachtung der Frequenzabhängigkeit der Netzimpedanz muß man für aktive Gleichrichter auf höhere Frequenzen erweitern. Für eine allgemein übliche Berechnung setzt man den Oberschwingungsstrom mit gegebener Frequenz und Amplitude als gegeben voraus und berechnet dazu den Spannungsabfall an der Netzimpedanz. Diese Methode liefert oft unbrauchbare Ergebnisse, weil die LCL-Filter die Netzimpedanz stark ändern und hin und wieder Resonanzüberhöhungen auftreten, die von weiteren im Netz arbeitenden Umrichtern stammen können. Es kann passieren, dass der Umrichter der Fa. A das LCL-Filter des Umrichters der Fa. B durch Resonanz zerstört. Hier könnte ein HHF-Filter Abhilfe schaffen, weil es die Oberschwingungen der Netzspannung beseitigt und damit eine Kopplung von Gerät zu Gerät verhindert.



**Bild 8:** Verkettete Spannung (400V/50Hz) eines 250kVA-Transformators ( $u_k=6\%$ ) belastet mit 130kW Frequenzumrichter mit aktivem Gleichrichter. 200V/div und 1ms/div. Quellenangabe: Fa.Danfoss



**Bild 9:** Wie Bild 8, jedoch mit HHF-Filter. Quellenangabe: Fa.Danfoss

Ein Vergleich von Bild 8 und 9 offenbart die dämpfende Wirkung des HHF-Filters.

## 5. Zusammenfassung und Ausblick

Hier wurde ein passives HHF-Filter vorgestellt, das Störspannungen im Netz eines Transformators im Bereich oberhalb von etwa 2kHz reduziert. Als eigentliche Störquellen sind Geräte der Leistungselektronik zu sehen. Funkentstörkondensatoren verstärken diese Störspannungen weil zusammen mit der Transformatorinduktivität ein Schwingkreis entsteht mit Resonanz im Bereich von etwa 2 bis 20kHz. Wie schon 1994 an einem 400kW-Umrichter festgestellt, kann man die Funkentstörkondensatoren nicht dauerhaft abklemmen um eine Anlage wieder funktionstüchtig zu machen. Wenn beispielsweise die Störspannung eine SPS-Steuerung außer Betrieb setzt und die gesamte Anlage stoppt, ist guter Rat teuer. Versuchsweise wurde ein dem HHF-Filter entsprechendes RC-Filter angeschlossen. Das beseitigte zwar nicht die Kommutierungseinbrüche, aber die Überschwingungen zu Beginn und am Ende der Kommutierungen und ermöglichte so einen ungestörten Betrieb. HHF-Filter der Fa.Danfoss sind ohne Umschaltungen universell für Frequenzumrichter ohne und mit aktiven Gleichrichtern einsetzbar. Die Stückzahl der verkauften HHF-Filter ist noch überschaubar und es wird auch keineswegs zu jedem größeren Umrichter gleich ein HHF-Filter mitgeliefert. Erst wenn man bei Messungen Störpegelüberschreitungen bemerkt oder wenn Betriebsstörungen auftreten, kann man ohne viel Aufwand im Nachhinein ein HHF-Filter irgendwo an die Sammelschiene anschließen. Wenn ein Filter nicht reicht oder wenn es im HHF zur Stromüberlastung kommt, kann man einfach ein weiteres Filter parallel dazu anschließen.