

3-Phasensystem in der LLC- und CLLC-Schaltnetzteiltechnik

Von Heinz Schmidt-Walter

1. Einleitung

Das elektrische Drehstromsystem gehört zu den ganz großen Erfindungen in der Elektrotechnik. Obwohl die drei Phasen Wechselstrom führen und somit jede Phase eine mit doppelter Netzfrequenz pulsierende Leistungsabgabe hat, ist die Leistungsaufnahme oder -abgabe eines Drehstromsystems bei symmetrischer Last ohne Leistungspulsation. Dadurch werden beispielsweise die Turbinen im Kraftwerk mit konstantem Drehmoment belastet und Drehstrommotoren geben ein zeitlich konstantes Drehmoment ab.

In der Schaltnetzteiltechnik macht man sich dieses Verhalten eines 3-Phasensystems bisher nicht zunutze. Vielmehr arbeiten Schaltnetzteile mit hochfrequent gesteuerten Schaltern, die die Leistung pulsierend am Ausgang abgeben bzw. am Eingang aufnehmen. Die so entstehende Pulsation wird mittels Kondensatoren gepuffert, sodass eine hinreichend kontinuierliche Leistungsabgabe zur Verfügung steht.

2. LLC- und CLLC-Wandler (Stand der Technik)

LLC- und CLLC-Wandler sind Resonanzwandler, wobei die schaltenden Transistoren im Spannungsnulldurchgang einschalten (zero voltage switching, ZVS). Dadurch entstehen in den Transistoren nur geringe Verluste. Das hat zur Folge, dass im Betrieb nur eine geringe Erwärmung entsteht und Wirkungsgrade von $> 98\%$ erreicht werden. Mit modernen GaN-Transistoren werden Schaltfrequenzen von $> 500\text{kHz}$ bis 1MHz bei Leistungen einiger kW und an Spannungen im Bereich 500V erreicht. Die Transformatoren werden oft als sogenannte Matrixtransformatoren ausgeführt, auf denen Wicklungen auf mehrere Schenkel verteilt werden, um sie räumlich klein auszuführen. In dieser Technologie werden Wandler von einigen kW Leistung auf die Größe einer Zigaretenschachtel reduziert.

Der LLC-Wandler leitet die Energie nur in eine Richtung. Der CLLC-Wandler kann die Energie in beide Richtungen leiten, ist also rückspeisefähig. Abbildung 1 zeigt als Beispiel den LLC-Wandler.

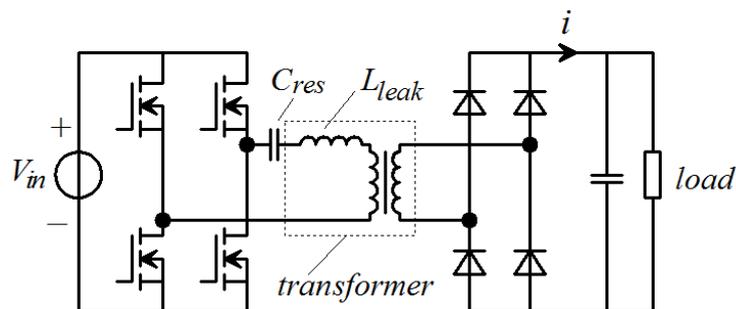


Abb. 1: LLC-Wandler mit pulsierender Leistungsübertragung

Beide Wandler haben das Problem, dass der Ausgangskondensator pulsierend geladen und damit hoch belastet wird. Desgleichen wird der Eingang mit einem pulsierenden Strom belastet (siehe Abbildung 2).

Der LLC- und CLLC-Wandler sind heute Stand der Technik, wenn es um einen guten Wirkungsgrad und kleinste Baugröße geht.

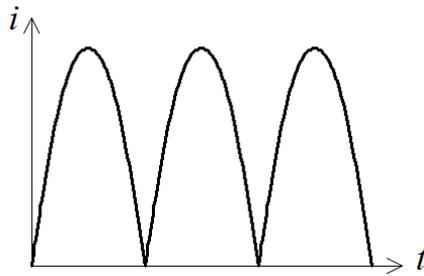


Abb.2: Beispielhaft der pulsierende Strom i aus Abb. 1

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{leak} \cdot C_{res}}} = f_{sw}$$

Die Transistoren werden mit dem Tastverhältnis 50% geschaltet. Im Resonanzfall ist der Strom im Trafo sinusförmig. Der Ausgangskondensator wird pulsierend mit Sinushalbschwingungen geladen.

Die Regelung der Ausgangsspannung erfolgt mittels Frequenzvariation. Bei Schaltfrequenzen f_{sw} kleiner als f_{res} steigt die Ausgangsspannung, bei Frequenzen höher als f_{res} wird die Ausgangsspannung kleiner. Der Regelbereich von LLC- und CLLC-Wandlern ist recht klein.

Der Trafo hat in der Regel einen Luftspalt. Dieser wird so bemessen, dass $L_p / L_{leak} = 3...5$ beträgt (siehe hierzu entsprechende Literatur).

3. Der LLC-Wandler in Drehstromausführung

Der folgend beschriebene Wandler (Abb.3) verteilt die übertragene Leistung mittels eines dreiphasigen Transformators (Drehstromtransformator) in der Weise, dass der Leistungsfluss weitgehend kontinuierlich ist und der Ausgangskondensator damit auf einen sehr kleinen Wert reduziert werden kann, siehe Abb.4. Auch die speisende Quelle wird näherungsweise mit einem Gleichstrom belastet. Das ist besonders wichtig, wenn die Quelle und die Last Batterien sind. Der Transformator wird im Vergleich zum üblichen LLC- und CLLC-Wandler gleicher Leistung geringfügig kleiner. Die Pufferkondensatoren am Ein- und Ausgang des Wandlers werden sogar drastisch kleiner.

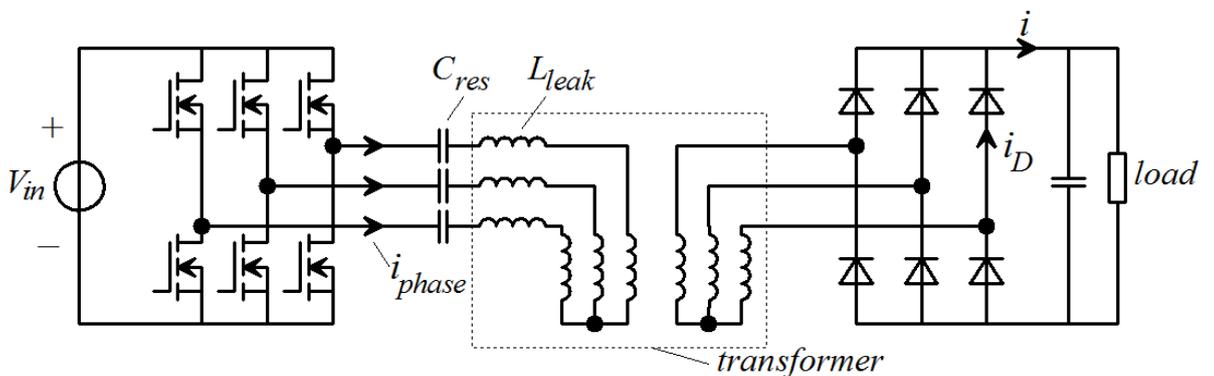


Abb.3: Prinzipschaltung des LLC-Drehstrom-Wandlers

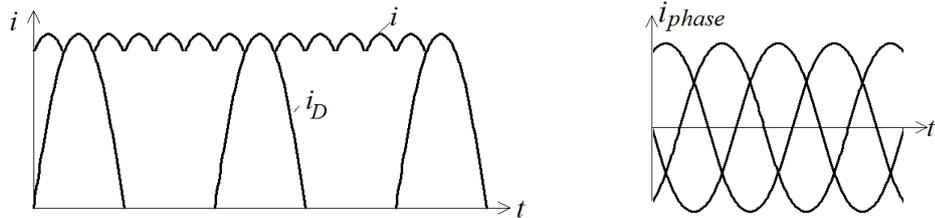


Abb.4: Strom i und Strom i_D in einer Gleichrichterdiode, Abb. 5: Primärströme im Transformator

Die Brückenweigpaare werden mit 120° Phasenverschiebung angesteuert. Dadurch entsteht ein Drehspannungssystem, das näherungsweise sinusförmige, um 120° versetzte Ströme im Drehstromtransformator erzeugt, siehe Abb.5. Auf der Ausgangsseite ist ein Drehstromgleichrichter angeordnet. Er muss nicht aus Dioden bestehen, vielmehr wird man heute aktive Gleichrichter mittels Transistoren einsetzen. Beim CLLC-Wandler müssen es primär und sekundär aktive Transistorbrücken sein wegen der symmetrischen Leistungsübertragung. Der Sternpunkt der Primärseite als auch der Sekundärseite muss frei bleiben.

Das magnetische Volumen des Drehstromtransformators ist im Vergleich zu dem eines LLC-Wandlers gleicher Leistung kleiner. Die gesamte Schaltleistung der Transistoren bleibt gleich.

4. Der Drehstromtransformator

Der Drehstromtransformator hat drei Schenkel, die als Ferritausführung räumlich symmetrisch angeordnet werden können. Dadurch ergeben sich für alle drei Schenkel magnetisch gleiche Verhältnisse, Abb.6.

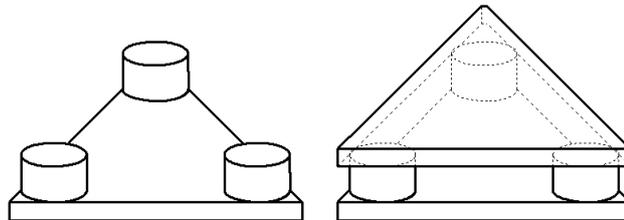


Abb.6. links Ferritkern mit Boden und Schenkeln, rechts Kern mit Deckplatte

Aber auch die traditionelle Geometrie eines Drehstrom-Transformators ist möglich, Abb.7. In diesem Falle sind aber die magnetischen Verhältnisse der drei Schenkel nicht ganz identisch, was sich auf die Streuung als auch auf den Resonanzkondensator auswirken kann.

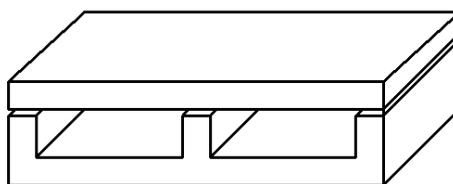


Abb.7: Dreischenkligler Flachkern

Die jeweiligen Primär- und Sekundärwicklungen werden in gleicher Weise auf die drei Schenkel mit gleichem Wickelsinn aufgebracht, siehe Abb. 7a.

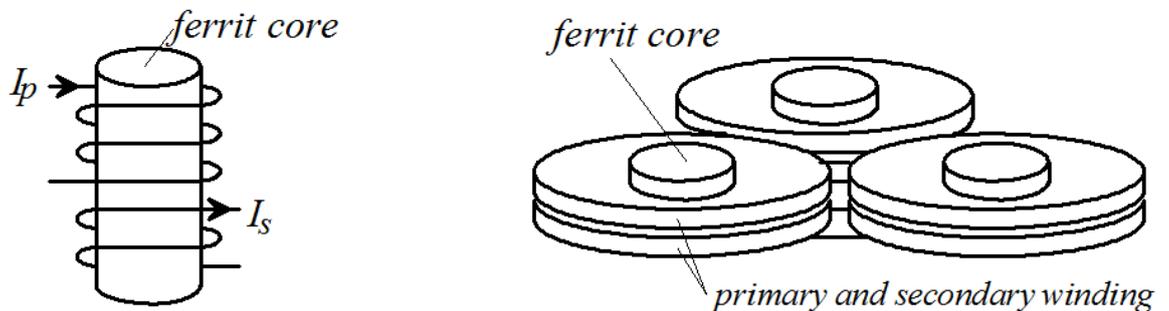


Abb. 7a: links Wicklungssinn, rechts physische Ansicht der Wicklungen

5. Berechnungsbeispiel für den Transformator

In die Berechnung des Transformators gehen mehrere Parameter ein. Daher sprechen wir von einem Transformator-Design, in das Kernparameter, Wickelparameter, Schaltfrequenz und Isolationsstrecken eingehen. Der Konstrukteur hat viele Möglichkeiten, aber natürlich auch physikalische Gesetze zu berücksichtigen.

Als Berechnungsbeispiel für den Transformator möge folgender LLC-Drehstrom Wandler dienen:

Eingangsspannung $V_{in}=400V$,

Ausgangsspannung $V_{out}=24V$,

Leistung $P=1,5kW$,

Schaltfrequenz $f_{sw}=500kHz$.

Weitere Definitionen:

B_{max} : Höchste auftretende magnetische Flussdichte im Ferrit innerhalb der Wicklung

A_{fe} : Querschnittsfläche des Ferrites

A_N : Querschnittsfläche der Wicklung

Φ : magnetischer Fluss

S : Stromdichte in der Wicklung

N : Windungszahl

T : Periodendauer der Schaltfrequenz f_{sw}

Indizes 1 und 2 stehen für primär und sekundär.



Abb.8: primäre Strangspannung zwischen Brückenausgang und Sternpunkt

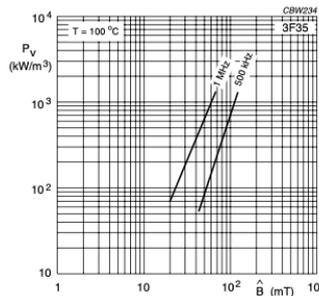


Abb.9: Verlustleistung im Ferrit 3F35 (Ferroxcube) bei 500kHz, \hat{B} entspricht B_{max}

Für die Berechnung wird die Stromdichte $S=5A/mm^2$ im Kupfer und ein $B_{max}=100mT$ im Ferrit vorgesehen. Aus $B_{max}=100mT$ folgt ca. $1mW/mm^3$ im obengenannten Ferrit ($1kW/m^3=1mW/mm^3$). Das bewerten wir hinsichtlich der Erwärmung des Trafos als akzeptabel bei leicht forcierter Belüftung.

Grundlage für die weitere Berechnung ist das Induktionsgesetz:

$$V = N \cdot d\Phi/dt.$$

Daraus erkennt man, dass die Spannung und die Windungszahl den geeigneten Querschnitt des Ferrit-Kerns bestimmen.

Es folgt: $\frac{1}{N} \int v dt = B \cdot A_{fe}$. Das Integral $\int v dt$ beschreibt die Spannungszeitfläche, die den magnetischen Fluss bzw. die magnetische Flussdichte bestimmt. Bei positiver Spannung wird der Fluss größer, bei negativer Spannung wird er kleiner.

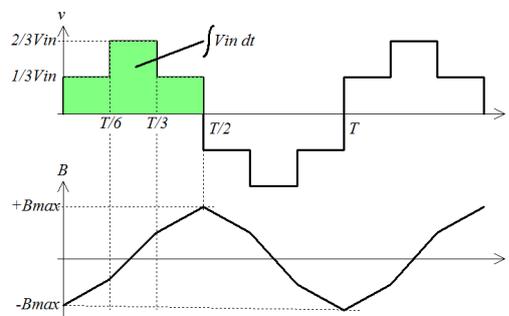


Abb. 10: Strangspannung und der zugehörige magnetische Flussdichte B

Die Strangspannungen beschreiben bei freiem Sternpunkt eine stufige Funktion, deren Stufen jeweils $V_{in}/3$ für jeweils $T/6$ betragen. Die Spannungszeitfläche beträgt je Halbschwingung $4 \cdot V_{in}/3 \cdot T/6$, siehe Abb. 9 und 10. Diese lässt die magnetische Flussdichte im eingeschwingenen Zustand von $-B_{max}$ nach $+B_{max}$ laufen.

Die Anwendung des Induktionsgesetzes führt nun zu:

$$\frac{1}{N} \cdot 4 \cdot \frac{V_{in}}{3} \cdot \frac{T}{6} = \frac{1}{N} \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{V_{in}}{f} = 2B_{max} \cdot A_{fe}$$

Da im Trafo die Spannungen proportional zu den Windungszahlen sind, gilt diese Berechnung gleichermaßen für die Eingangsspannung V_{in} als auch für die Ausgangsspannung V_{out} :

$$\frac{1}{N_1} \cdot \frac{2}{9} \cdot \frac{V_{in}}{f} = 2B_{max} \cdot A_{fe} = \frac{1}{N_2} \cdot \frac{2}{9} \cdot \frac{V_{out}}{f}$$

Die sekundäre Windungszahl wird aufgrund der hohen Frequenz in unserem Beispiel sehr klein sein können. Man wählt daher zunächst N_2 , um die notwendige Querschnittsfläche des Kerns zu berechnen, denn die Windungszahl muss ganzzahlig sein.

$$A_{fe} = \frac{1}{N_2} \cdot \frac{2}{9} \cdot \frac{V_{out}}{f} \cdot \frac{1}{2B_{max}}$$

Nun kann man iterativ ermitteln, welche Windungszahl geeignet erscheint:

- a) $N_2=1$ führt zu $A_{fe} = \frac{1}{N_2} \cdot \frac{2}{9} \cdot \frac{V_{out}}{f} \cdot \frac{1}{2B_{max}} = 53 \text{ mm}^2$
- b) $N_2=2$ führt zu 27 mm^2 or
- c) $N_2=3$ führt zu 18 mm^2

Die primären Windungszahlen betragen dann mit $N_1/N_2=V_{in}/V_{out}$ für:
The primary number of turns is then $N_1/N_2=V_{in}/V_{out}$ for:

- a) $N_2=1 \rightarrow N_1=16$
- b) $N_2=2 \rightarrow N_1=32$
- c) $N_2=3 \rightarrow N_1=48$

Als nächstes kann der notwendige Wickelraum bestimmt werden.

Der Strom bestimmt den Drahtquerschnitt; je mehr Windungen, desto größer der Wickelquerschnitt. Die Windungszahl sollte möglichst klein gewählt werden, um die Kupferverluste klein zu halten. Auf der anderen Seite sollte der Wickelraum in einem angemessenen Verhältnis zum Kernvolumen stehen. Im Beispiel wird $N_2=1$ und $N_1=16$ gewählt. Die sekundäre Windungszahl 1 ist für das Layout der nachfolgenden Gleichrichterstufe besonders günstig.

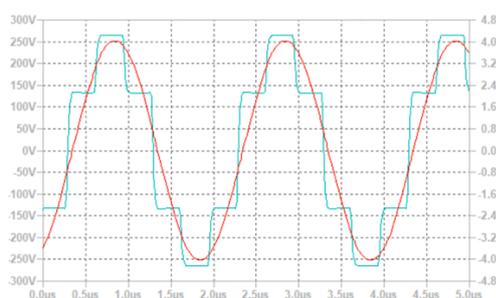


Abb. 11: primäre Strangspannung (grün) und Strangstrom (rot)

Die Strangspannungen betragen auf der Primärseite ca. $\hat{U}_{str}=270\text{V}$ bzw. der Effektivwert $U_{str}=190\text{V}$.

Jeder Strang liefert $P_{str}= 500\text{W}$.

Daraus folgt für den Strangstrom $I_1=500W/190V=2,65A$ (in der Simulation etwas höher, weil der Spannungsabfall in der Inverterstufe und die Verlustleistung des sekundären Gleichrichters berücksichtigt werden)

Die Strangströme auf der Sekundärseite betragen damit $I_2 = N_1/N_2 \times I_1 = 42,5A$

Die Stromdichte $S=5A/mm^2$ sollte nicht überschritten werden. Ein Füllfaktor von 0,7 wird für die Wicklungen angenommen. Primär- und Sekundärwicklung benötigen den gleichen Wickelquerschnitt.

Daraus folgt für die Primär- und Sekundärwicklung:

$$a) N_1=16, N_2=1: A_N = 2 \cdot \frac{N_2 \cdot I_{SStr}}{S} \cdot \frac{1}{0,7} = 2 \cdot \frac{42,5A}{5A/mm^2} \cdot \frac{1}{0,7} = 25mm^2$$

$$b) N_1=32, N_2=2: A_N=50mm^2$$

$$c) N_1=48, N_2=3: A_N=75mm^2$$

Hinweis: Die Wickelfenster im Kern müssen zweimal die Primär- und Sekundärwicklung aufnehmen.

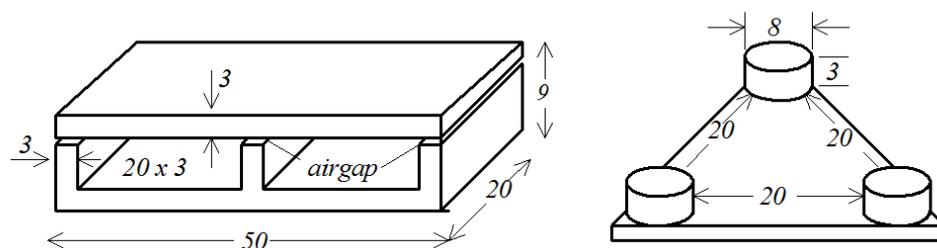


Fig.12: Two possible core-designs for $N_1=16$ und $N_2=1$

Abb. 12 zeigt zwei Kerndesigns. Es wurden die Windungszahlen 16 und 1 gewählt - links ein dreischenkler Kern, rechts ein symmetrischer Kern in Dreieckform (Deckplatte nicht gezeichnet). Die Wicklungen würden an den Seiten herausragen, sodass links eine Fläche von $70 \times 40mm^2$ und rechts eine dreieckförmige Fläche mit $56mm$ Kantenlänge entstehen würde. Bei der dreieckigen Lösung könnten die Grund- und Deckplatte auf $1,5mm$ Stärke verringert werden, weil sich die magnetischen Flüsse infolge ihrer Phasenverschiebung teilweise aufheben würden.

Zwischen der Deckplatte und dem unteren Kern kann ein Luftspalt eingefügt werden.

6.Zusammenfassung

Der LLC- und CLLC-Wandler sind heute Stand der Technik, wenn es um einen guten Wirkungsgrad und kleinste Baugröße geht. Beide Wandler haben jedoch das Problem, dass der Ausgangskondensator pulsierend geladen und damit hoch belastet wird. Desgleichen wird der Eingang mit einem pulsierenden Strom belastet.

Die Drehstromschaltung in der LLC- und CLLC-Technik sorgt für einen annähernd kontinuierlichen Energiefluss. Das ist besonders günstig, wenn die Wandler von Gleichstromquellen, wie Batterien oder Solarzellen gespeist werden und/oder Batterien als Last haben.

Gleichzeitig ist der Drehstromtransformator eine besonders günstige Konstruktion, weil sich die drei magnetischen Flüsse in den Schenkeln in ihrer Summe aufheben, sodass der Fluss aus einem Schenkel von den anderen beiden aufgenommen wird.

Der Transformator hat damit ein kleineres Bauvolumen, als ein einphasiger Wandler gleicher Leistung und Frequenz.

Der Transformator muss in Stern mit freiem Sternpunkt geschaltet werden. Der stufenförmigen Spannungsverlauf unterstützt die Sinusform des Stromes.

Hinweise:

- Das Simulations-File für LTspice kann auf Anfrage bereitgestellt werden.
- Das Prinzip des 3-Phasen LLC und CLLC-Wandlers ist als Patent angemeldet.
- Prototypen und Serien des Ferrit-Transformators können bei der Firma **BLINZINGER ELEKTRONIK GmbH**, Forchtenberg geordert werden.