

BERÜHRUNGSLOSE ENERGIEÜBERTRAGUNG – AUFNEMERVERHALTEN BEI VARIABLER SPEISEFREQUENZ

G. Bühler

1 EINLEITUNG

Bild 1 zeigt das Trafo-Ersatzschaltbild eines als Reihenschwingkreis verschalteten Aufnehmers (Flach-Pick-up). Der Strom \hat{I}'_p ist der mit der Windungszahl w auf die Sekundärseite umgerechnete Primärstromspitzenwert. Mit den durch Messung gewonnenen Werten der Leerlaufspannung \hat{U}_i sowie der Kompensationskapazität C_k lassen sich für das Ersatzschaltbild alle wichtigen Größen berechnen. Da die Hauptinduktivität L_h und die Streuinduktivität L_s vom Abstand zur Primärwicklung abhängig sind, gilt das hier eingetragene Verhältnis lediglich für den Nennabstand.

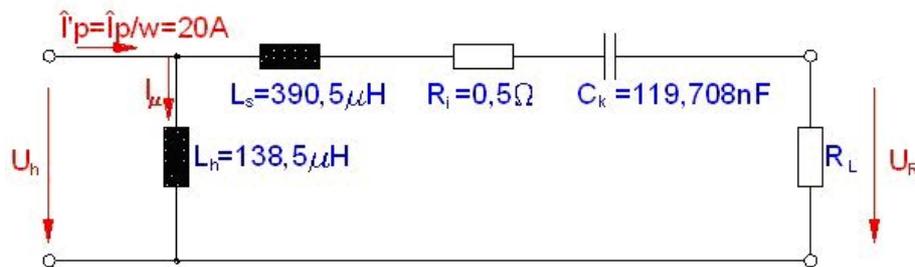


Bild 1: Ersatzschaltbild des Pick-up (14 Wdg., Nennabstand 44 mm),
 R_i = AC-Wirkwiderstand des Wicklungsdrahtes

Getestet wurde der Pick-up mit einer Verschaltung entsprechend **Bild 2**. Damit lässt sich die Wirkleistung relativ einfach durch Multiplikation von U_{DC} mit I_{DC} berechnen. Die Aufnahme einer Belastungskennlinie erfolgt durch sukzessives Vermindern des Lastwiderstandes R_L . (Bemerkung: Im Leerlauf entspricht die gemessene Gleichspannung U_{DC} dem Scheitelwert der Wechselspannung \hat{U}_i).

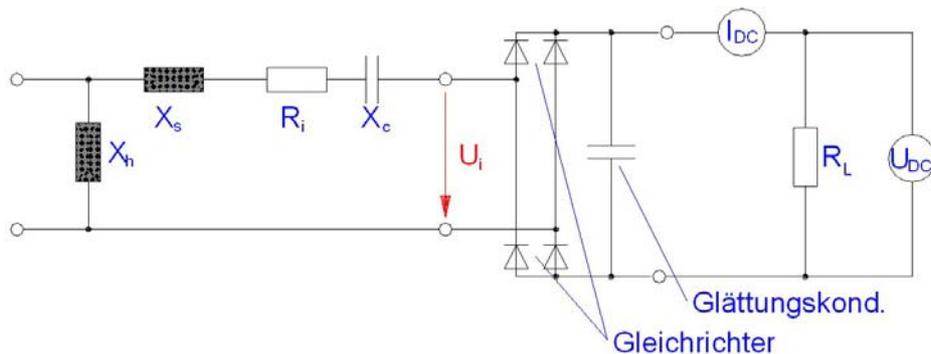


Bild 2: Pick-up mit Gleichrichter zur Ermittlung der Wirkleistung

Der Innenwiderstand R_i beinhaltet sowohl den ohmschen Gleichstromwiderstand als auch den frequenzabhängigen AC-Wirkwiderstand durch Skin- und Proximityeffekte. Trägt man die Spannung über dem Laststrom auf, so ergibt sich bei korrektem Abgleich eine fallende Gerade, deren Neigung ein Maß für den ohmschen Wirkwiderstand darstellt (vergl. Gleichung (5)). Durch die Wahl einer HF-geeigneten lackisolierten Litze (kleiner Einzelderdurchmesser, spezielle Verseilung der Bündel) konnte dieser Innenwiderstand auf ein kleinstmögliches Maß herabgesetzt werden.

Aus Gründen der Übersichtlichkeit wurde der Lastwiderstand bei der hier beschriebenen analytischen Modellierung mit dem Trafo-Ersatzschaltbild in den Wechselstromkreis eingefügt. Bei allen Größen handelt es sich um reine Sinusgrößen, was in der Realität näherungsweise zutrifft. Die Spannungsgleichung lautet:

$$U_h = I'_p \cdot \frac{jX_h \cdot (jX_s - jX_c + R_i + R_L)}{jX_h + jX_s - jX_c + R_i + R_L} \quad (1)$$

Mit $X_{ges} = X_h + X_s - X_c$ und $R_{ges} = R_i + R_L$ sowie Trennung nach Real- und Imaginärteil folgt

$$U_h = \frac{X_h^2 \cdot R_{ges}}{R_{ges}^2 + X_{ges}^2} \cdot I'_p + j \cdot X_h \cdot \frac{X_s X_{ges} - X_c X_{ges} + R_{ges}^2}{R_{ges}^2 + X_{ges}^2} \cdot I'_p \quad (2)$$

Die Spannung U_R am Lastwiderstand berechnet sich nach

$$U_R = R_L \cdot (I'_p - I'_\mu) = R_L \cdot \left(I'_p - \frac{U_h}{jX_h} \right) \quad (3)$$

Einsetzen von U_h in obige Gleichung liefert schließlich

$$U_R = R_L \cdot \left[1 - \frac{R_{ges}^2 + X_{ges}(X_s - X_c)}{R_{ges}^2 + X_{ges}^2} \right] \cdot I'_p + j \cdot \frac{R_{ges} R_L X_h}{R_{ges}^2 + X_{ges}^2} \cdot I'_p \quad (4)$$

Im abgeglichenen Zustand ($jX_h + jX_s - jX_c = 0$) ergibt sich ein einfacher Ausdruck für U_R :

$$U_R = jX_h I'_p \frac{R_L}{R_i + R_L} \quad (5)$$

Für den Fall eines unendlich kleinen Innenwiderstandes zeigt Gleichung (5), dass die Spannung am Lastwiderstand von dessen Wert unabhängig ist, so dass die Verschaltung als Reihenschwingkreis also den Charakter einer Spannungsquelle hat.

Zwecks Einhaltung konstanter Schaltbedingungen der im Primärwechselrichter arbeitenden IGBT-Schalter ist eine Frequenzanpassung notwendig. Die im Primärkreis eingebauten Kompensationskondensatoren unterliegen aufgrund ihres Einbauortes im Freien (siehe **Bild 3**)

einem relativ breiten Temperaturbereich ($-20^{\circ}\text{C}\dots 40^{\circ}\text{C}$) sowie dadurch bedingtem Temperaturgang ($\frac{\Delta C}{C} \approx 1,5\%$) (**Bild 4**).



Bild 3: Primärseitiger Kompensationskondensator am Transrapid-Fahrweg

Hinzu kommen noch weitere primärseitige reaktanzverändernde Faktoren, wobei als einflussreichster die Wechselwirkung mit dem Fahrzeug zu nennen ist. Zweckmäßigerweise wird der primärseitige Abgleich also inkl. Fahrzeug durchgeführt. Für die Zeit der Abwesenheit wird der Primärstrom aus energetischen Gründen auf ein Mindestmaß reduziert, so dass der Wechselrichter trotz nicht korrekter Schaltzeitpunkte keinen Schaden nimmt.

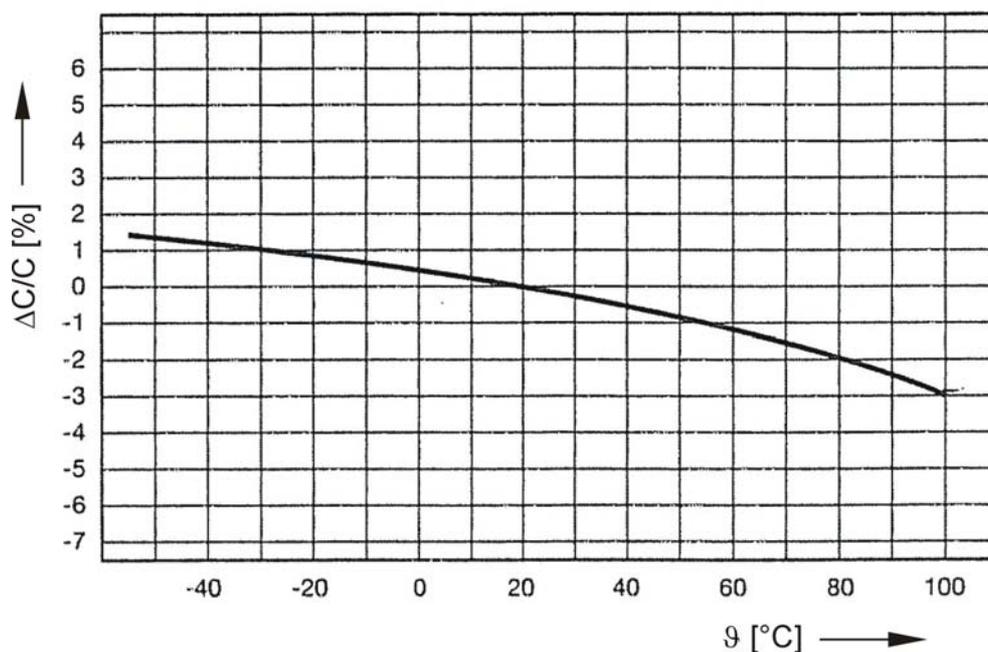


Bild 4: Temperaturabhängige Kapazitätsabweichung der verwendeten Kompensationskondensatoren

2 PICK-UP VERHALTEN

Es wurde untersucht, inwieweit sich eine primärseitige Frequenzänderung auf die Leistung eines Pick-up auswirkt. Dabei wurde ebenfalls ein Pick-up-seitiger Fehlabgleich von $\pm 2\%$ um den Nennpunkt berücksichtigt, wobei dessen Ursache zunächst unerheblich ist (tatsächlicher Fehlabgleich, temperaturbedingter Fehlabgleich etc.). In **Bild 5** ist die frequenzabhängige Spannung am Lastwiderstand nach Gleichung (4) bei Nennlast qualitativ dargestellt. Bemerkenswert ist die Asymmetrie der Punkte maximaler Frequenzabweichung ($\pm 1\text{ kHz}$) bei Nennabgleich bzw. Fehlabgleich um -2% . Es zeigt sich jedoch, dass sich dies durch gezielte Verstimmung (hier $C_{\text{nenn}+2\%}$) symmetrieren lässt ohne nennenswerte Einbußen bei Nennfrequenz (Zeigerlängen bei 20 kHz nahezu gleich für C_{nenn} bzw. $C_{\text{nenn}+2\%}$). Demnach ist diese Kapazität maßgeblich für den Nennabgleich. Die Tatsache, dass der Kreis durch den Koordinatenursprung geht, ist so zu interpretieren, dass der Pick-up bei der entsprechenden Frequenz keinen Strom von 20 A zu liefern in der Lage ist.

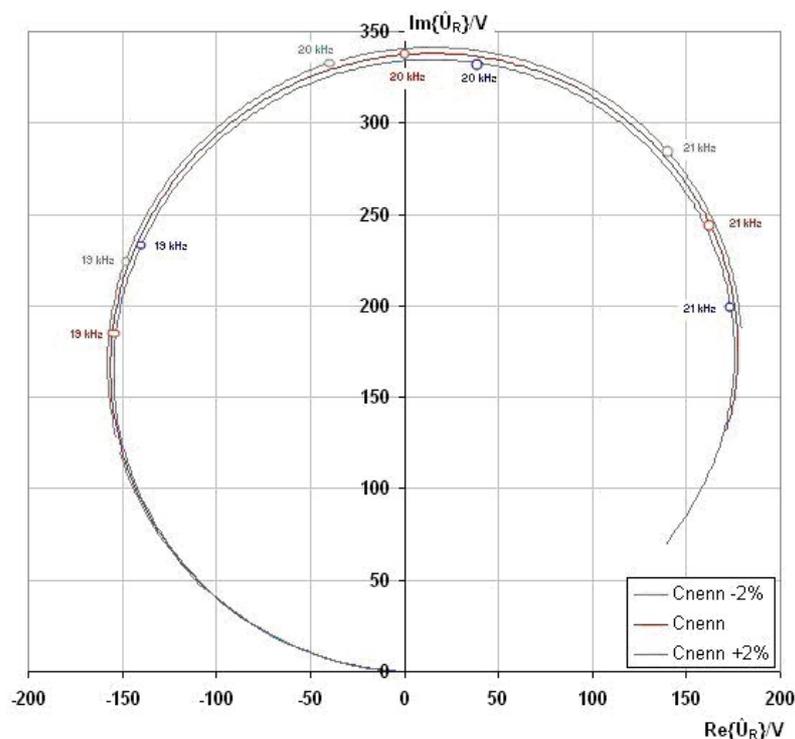


Bild 5: Frequenz-Ortskurven eines Pick-up (14 Wdg.): \hat{U}_R bei $\hat{I}_R=31$, $I_{DC}=20\text{ A}$

In **Bild 6** ist für 3 Lastzustände (Leerlauf, $I_{DC} = 10\text{ A}$ und $I_{DC} = 20\text{ A}$) die frequenzabhängige Gleichspannung aufgetragen – wieder für $C_{\text{nenn} -2\%}$, C_{nenn} und $C_{\text{nenn}+2\%}$. Man erkennt am Leerlaufverhalten den allein durch die Frequenzerhöhung bedingten Anstieg der induzierten Spannung, der natürlich unabhängig vom Belastungszustand grundsätzlich immer wirkt. Hinzu kommt bei Belastung noch der Einfluss des Fehlabgleichs (deutlich bei den 20 A -Kurven zu erkennen): Unterhalb bzw. oberhalb der aktuellen Resonanzfrequenz fällt die induzierte Spannung ab. Das Ergebnis ist eine Überlagerung beider Effekte. Auch hier ist die Symmetrierung der Spannung links und rechts von der Nennfrequenz bei $C_{\text{nenn}+2\%}$ erkennbar.

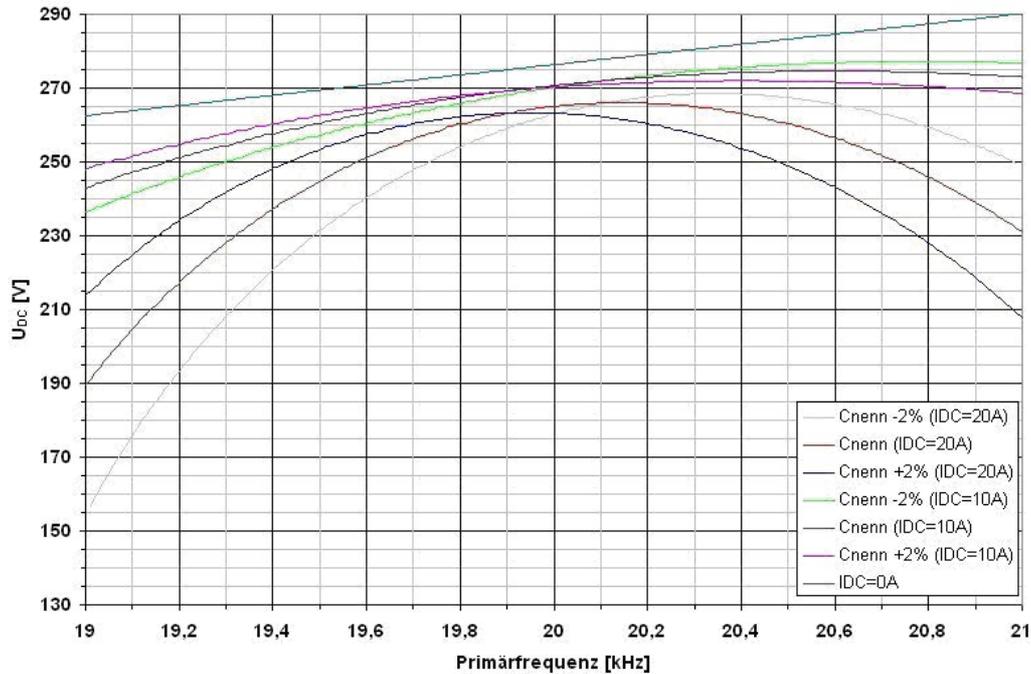


Bild 6: U_{DC} als Funktion der Primärfrequenz für die Lastzustände $I_{DC} = 0 \text{ A}$, 10 A , 20 A (Pick-up mit 14 Wdg. und Nennabstand)

Um in **Bild 5** von den Wechselgrößen auf die Gleichgrößen zu schließen, kann man mit guter Näherung die folgende Umrechnungsvorschrift ableiten:

- Leistung Wechselstrom:
$$P_{AC} = \frac{\hat{U}_{AC} \cdot \hat{I}_{AC}}{2} \quad (6)$$

- Leistung Gleichstrom:
$$P_{DC} = U_{DC} \cdot I_{DC} \quad (7)$$

Unter der Annahme einer verlustlosen Gleichrichtung gilt

$$P_{DC} = P_{AC} \quad (8)$$

Mit dem Mittelwert des gleichgerichteten Wechselstromes

$$I_{DC} = \frac{2}{\pi} \hat{I}_{AC} \quad (9)$$

folgt schließlich

$$U_{DC} = \frac{\pi}{4} \hat{U}_{AC} \quad (10)$$

Die dargestellten Zusammenhänge beschreiben lediglich die Abhängigkeit der Pick-up-seitig induzierten Spannung von der Speisefrequenz. Um ein vollständiges Bild des Systemverhaltens Pick-up/Primärteil zu bekommen, sind noch weitere gegenseitige Abhängigkeiten zu berücksichtigen, wie z. B. Induktivitätsänderungen des Primärteils aufgrund der Rückwirkung eines oder mehrerer Pick-ups. Diese Untersuchungen bilden den Gegenstand der aktuellen Arbeiten.