

STROMZWISCHENKREIS-WECHSELRICHTER FÜR DIE BERÜHRUNGSLOSE ENERGIEÜBERTRAGUNG

F. Turki

1 EINLEITUNG



Bild 1: Datenübertragung über magnetische Einkopplung

In [2] wird eine I-Umrichter-Lösung vorgestellt, die auf einem Push-Pull-Converter basiert. Der gleiche Ansatz wird in [3] mit einem Vollbrücken-Wechselrichter benutzt. Dadurch, dass im Spannungs-Nulldurchgang geschaltet wird, ist auch der Wirkungsgrad günstig. Der Strom durch die Schalter ist analog zur CPS-Technologie durch den Parallelschwingkreis kleiner als der durch den Primärleiter. Dieser Strom muss aber lastabhängig geregelt werden. Die elegantere Lösung ist, den U-Vierpol zum I-Vierpol zu transformieren.

Zur Verbesserung der elektromagnetischen Verträglichkeit zwischen einer CPS-Anlage (Contactless Power Supply) und der Datenübertragung über eine einzige Leitung (**Bild 1**) wird eine Lösung gesucht, die möglichst wenig Störungen verursacht.

Da die Störungen vom konventionellen Spannungszwischenkreis-Umrichter überwiegend elektrostatischer bzw. spannungsbezogener Natur sind, bietet sich die Stromzwischenkreis-Topologie an. Dies bedeutet, dass ein rechteckförmiger Strom auf einen I/U umformenden Vierpol geschaltet wird. In diesem Fall besitzt statt des Stromes nun die Spannung die in **Bild 2** dargestellte typische Leerlauf-Form. Dadurch entstehen pro Periode nur noch zwei Null-Durchgänge des Stromes statt sechs beim Leerlauf-Betrieb des U-Umrichters [1]. Daraus resultieren auch nur noch ein Drittel an Rückwärts-Erhol-Transienten der Dioden mit entsprechend weniger Störungen für die Datenübertragung.

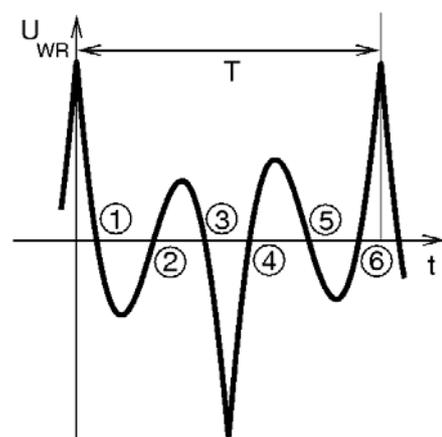


Bild 2: Wechselrichterspannung im Leerlauf

2 DER I-VIERPOL

Wegen der Dualität werden Kapazitäten bei dem klassischen U-Vierpol zu Induktivitäten und umgekehrt. Die T-Anordnung wird zu einer π -Anordnung. So ergibt sich ein Vierpol, der einen konstanten Eingangsstrom in eine konstante Ausgangsspannung umwandelt.

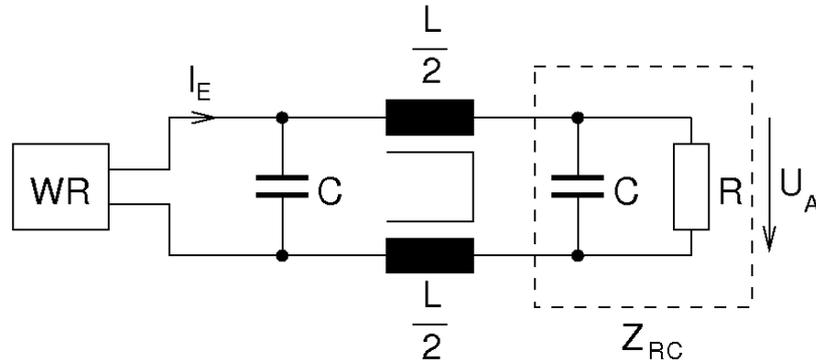


Bild 3: Prinzip des Vierpols eines I-Umrichters

Zur Vereinfachung der Berechnung werden die Komponenten an der Last zusammengefügt. Der Lastwiderstand und die Ausgangskapazität bilden also die Impedanz:

$$Z_{RC} = \frac{R}{1 + j\omega RC} \quad (1)$$

Der Strom durch die Induktivität und Z_{RC} ergibt sich durch den Stromteiler am ersten Knoten:

$$I_L = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L + Z_{RC}} \cdot I_E \quad (2)$$

Für die Resonanzfrequenz $\omega = \omega_0$ gilt:

$$\frac{1}{j\omega C} + j\omega L = 0 \quad (3)$$

Dementsprechend lässt sich Gleichung (2) umschreiben:

$$I_L = \frac{1}{j\omega C \cdot Z_{RC}} \cdot I_E \quad (4)$$

Für die Spannung an Z_{RC} ergibt sich folgender lastunabhängiger Ausdruck:

$$U_A = I_L \cdot Z_{RC} = \frac{I_L}{j\omega C} \quad (5)$$

3 DER I-UMRICHTER

Der I-Umrichter wird nach **Bild 4** über einen klassischen Netzgleichrichter gespeist.

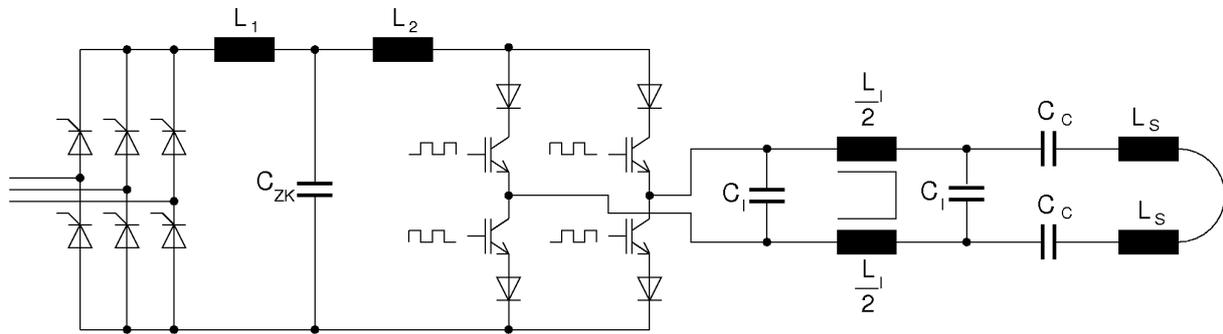


Bild 4: I-Umrichter mit Vierpol

Die erste Glättungsstufe, bestehend aus einer Induktivität L_1 und einer Kapazität C_{ZK} , sorgt für einen kontinuierlichen Leistungsfluss aus dem Netz. Über eine weitere Induktivität L_2 wird der Gleichstrom für den Wechselrichter erzeugt. Dies ist ein unregelter Gleichstrom, der proportional zur Last ist. Trotzdem ist der Primärstrom in L_S unabhängig von der Last, da die Ausgangsspannung des Vierpols proportional zur Belastung ansteigt. So ergibt sich bei konstanter Netzspannung auch ein konstanter Primärstrom.

Die Leistungshalbleiter dieses Wechselrichters müssen die Spannung in Rückwärtsrichtung sperren. Es können rückwärts sperrende IGBTs eingesetzt werden. Diese sind aber nicht sehr verbreitet und die am Markt erhältlichen besitzen noch relativ schlechte Schalteigenschaften [4]. Alternativ kann eine Diode in Reihe zum IGBT geschaltet werden, so dass kein Rückwärtsstrom fließen kann (**Bild 4**), wodurch jedoch zwei weitere Halbleiter-Bauelemente im Strompfad vorhanden sind, die zusätzliche Verluste verursachen.

LITERATUR

- [1] J. Meins, R. Czainski, F. Turki: *Contactless high power supply*, 6th International Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems, Alushta, Ukraine, 2004
- [2] J. T. Boys, A. P. Hu, G. A. Covic: *Frequency Analysis and Computation of a Current-Fed Resonant Converter for ICPT Power Supplies*, Power System Technology 2000 proceedings, PowerCon Conference, 2000
- [3] J. T. Boys, A. P. Hu, G. A. Covic: *ZVS Frequency Analysis of a Current-Fed Resonant Converter*, Power Electronics Congress CIEP 2000, Acapulco, Mexico, 2000
- [4] F. Pfirsch, R. Bayerer: *MOS-gesteuerte Leistungsschalter: Konzepte und Schaltverhalten*, ETG Fachtagung: Bauelemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen, Bad Nauheim, 2006