für die auftretenden Wirbelstrom- und Hystereseverluste entsprechen den gebräuchlichsten Ferritmaterialien. Für die Kernauswahl ist das größere *AP*-Produkt ausschlaggebend.

Nach der Auswertung der voranstehenden Berechnungen ergeben sich kleinere Kerntypen gegenüber dem Eintaktwandler. Theoretische Leistungserhöhungen durch andere Wandlerkonzepte sind in der Praxis häufig leider aber nicht unbedingt auch nachvollziehbar. Betrachtet man z. B. die mögliche Steigerung der Kernleistung im Verhältnis zum nun notwendigen Wickelraum, werden schnell die Grenzen derartiger Aussagen deutlich. Denn Gegentaktwandler-Transformatoren mit ihren jeweils doppelt vorhandenen Wicklungen auf der Primär- und Sekundärseite brauchen für das notwendige Kupfer einen größeren Wickelraum. Dies kann unter Umständen soweit gehen, daß auf Grund der einzubringenden Wicklungen Gleichheit bei der Transformatorgröße herrscht.

In Analogie zum Eintaktwandler wird zunächst die Primärwindungszahl für einen Zweig bestimmt.

$$N_{p1} = \frac{U_{e\,\min} \times vt\,\max}{f \times B_{\max} \times A_{e\,\min}}$$

vtmax = 0,50 ist theoretisch denkbar. Aus Gründen der Betriebssicherheit ist ein Wert von *vtmax* = 0,45 immer vorzuziehen; vtmax bezieht sich auf die Einschaltdauer des zuständigen Transistoren in jeweils einer Takthälfte.

$A_{e\min}$ [mm²] ist der minimale, effektiv zur Verfügung stehende magnetische Querschnitt des Kernes (siehe Datenblattangabe).

Für die max. zulässige Flußdichte B_{max} ist üblicherweise in erster Näherung B_{max} = 0,2 T bei f ≤ 40 kHz, B_{max} = 0,15 T bei f ≤ 70 kHz und B_{max} = 0,1 T bei f ≤ 100 kHz zu wählen. Sie läßt sich aber genauer über die zulässige Kernverlustleistung P_{vKern} definieren.

$$P_{vmat} = \frac{P_{vKern}}{0{,}80 \times ges.Kerngewicht} \qquad [W/g]$$

Bei einer gleichmäßigen Verteilung der Kupfer- und Kernverluste ist P_{vKern}:

$$P_{vKern} = \frac{\Delta t \times R_{th}}{2} \qquad [W]$$

Aus den Diagrammen in *Abb.7.13* kann jetzt die optimale Induktion in Abhängigkeit der gewählten Frequenz und der zu erwartenden Übertemperatur abgelesen und zur Berechnung von N_{p1} herangezogen werden.

Die Sekundärwindungszahl N_{s1} für einen Wicklungsteil berechnet sich wie folgt:

$$N_{s1} = \frac{(U_a + U_F + U_R) \times N_{p1}}{2 \times vt\,\max \times U_{e\,\min}}$$

Oder über das Übersetzungsverhältnis:

$$ü = \frac{U_{e\,\min} \times vt_{\max} \times 2}{U_{a\,\max} + U_F + U_R} \qquad N_{s1} = \frac{N_{p1}}{ü}$$

Die wärmeerzeugenden Effektivströme auf der Eingangsseite betragen in jeder Eingangswicklung:

$$I_{e1eff} = \sqrt{\left(\frac{P_{eges}}{U_{e\,\min} \times vt\,\max \times 2}\right)^2 \times vt\,\max} \qquad [A]$$

oder:

$$I_{e1eff} = \frac{\left(I_{a\,\max} + \frac{I_w}{2}\right)}{ü} + \frac{U_{e\,\min} \times vt\,\max}{f \times N_{p1}^2 \times A_L} \qquad [A]$$

Der notwendige A_L-Wert ist den Angaben für den luftspaltlosen Kern zu entnehmen.

Die Betrachtungen der Effektivströme in den Ausgangswicklungen erweisen sich als schwieriger. Wie in *Abb. 3.12* ersichtlich, arbeiten die Ausgangsdioden teilweise als Gleichrichterdioden oder als Freilaufdioden. Jeweils mit unterschiedlichen Stromamplituden.

Mit dem folgenden Formalismus sind die Bedingungen für viele Anwendungsfälle ausreichend beschrieben.

$$I_{s1eff} = \sqrt{\left(I_{s1} + \frac{I_w}{4}\right)^2 \times vt\,\max + \left(\left(I_{s1} + \frac{I_w}{4}\right)^2 \times 0{,}5\right)^2 \times (0{,}50 - vt\,\max) \times 2} \quad [A]$$